

# 電子技術IA



実教出版

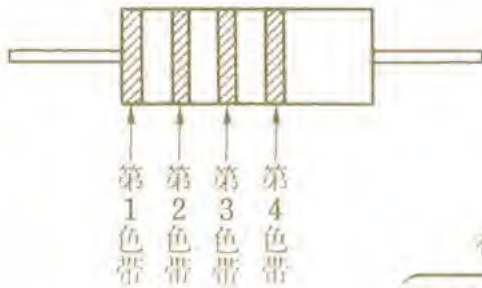
## トランジスタとダイオードの量記号例

量記号	意味	量記号	意味
$A_i$	電流増幅度	$P_C$	コレクタ損失電力
$A_v$	電圧増幅度	$P_i, P_o$	入力電力, 出力電力
$A_p$	電力増幅度	$R_B$	ベースバイアス抵抗
$A_f$	帰還増幅度	$R_C$	コレクタバイアス抵抗
$C_c$	コレクタ容量 ( $C_{bc}$ )	$R_E$	エミッタバイアス抵抗
$C_j$	接合部容量	$R_F$	帰還抵抗
$C_{ob}$	ベース接地コレクタ出力容量	$R_L$	負荷抵抗
$f_T$	トランジション周波数 (利得帯域幅積)	$R_i$	入力インピーダンス
$f_{\alpha c}$	エミッタ接地しゃ断周波数	$R_o$	出力インピーダンス
$G_i$	電流利得 (デシベル表示)	$S$	安定指数
$G_v$	電圧利得 (デシベル表示)	$T_a$	周囲温度
$G_p$	電力利得 (デシベル表示)	$T_j$	接合部温度
$h_{ie}$	} エミッタ接地 $h$ パラメータ	$V_B$	ベース電圧
$h_{ie}$		$V_C$	コレクタ電圧
$h_{re}$		$V_E$	エミッタ電圧
$h_{oe}$		$V_{BB}$	ベース電源電圧
$I_B, i_b$	} 直流値と 交流値	$V_{BE}$	ベース・エミッタ間電圧
$I_C, i_c$		$V_{CC}$	コレクタ電源電圧
$I_E, i_e$		$V_{CE}$	コレクタ・エミッタ間電圧
$I_F$	ダイオードの順方向電流	$V_F$	ダイオードの順方向電圧
$I_R$	ダイオードの逆方向電流	$V_R$	ダイオードの逆方向電圧
$I_Z$	ツェナ電流	$V_Z$	ツェナ電圧
$i_i$	交流入力電流	$v_i$	交流入力電圧
$i_o$	交流出力電流	$v_o$	交流出力電圧
$P_{DC}$	直流入力電力		

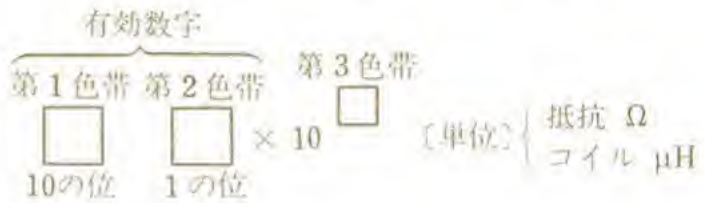
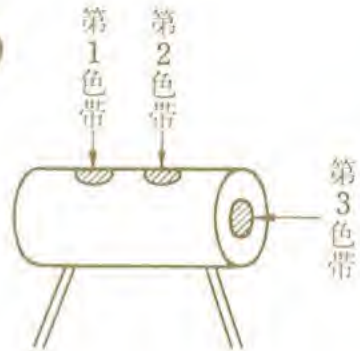
# 電子部品の色表示と数表示

## 色表示の例

### 抵抗



### コイル



第4色帯のあるものは  
許容差をあらわす

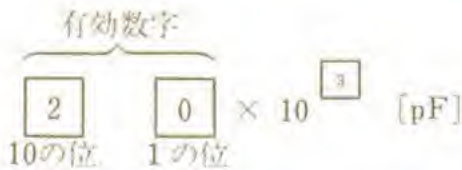
- 金 → ±5[%]
- 銀 → ±10[%]
- 無色 → ±20[%]

### 色コード

色	黒	茶	赤	だいだい	黄	緑	青	紫	灰	白
数値	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

## 数表示の例

### 磁器コンデンサ



— は定格電圧50[V]をあらわす

- K → 許容差±10[%]
- Z → 許容差+80—20[%]

### 抵抗

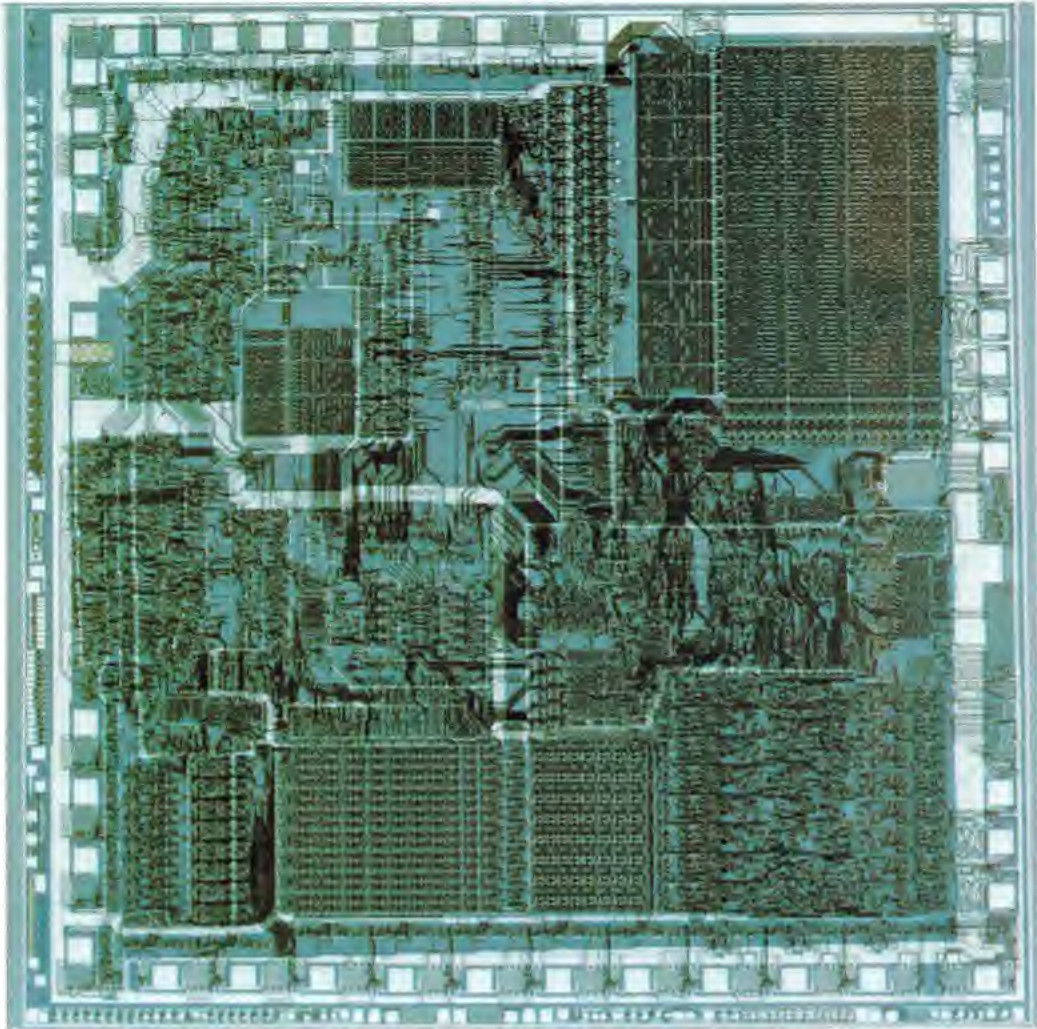


100[Ω]

- J → 許容差±5[%]
- K → 許容差±10[%]

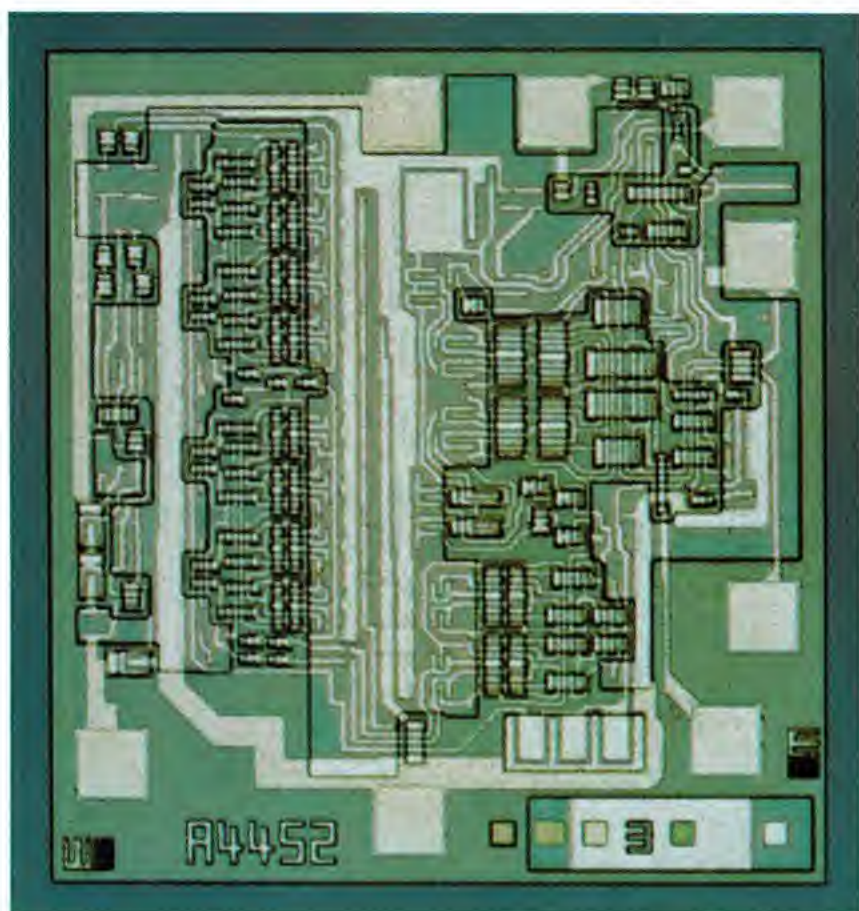






### 大規模集積回路(LSI)の顕微鏡写真

横5.9mm, 縦5.8mmの大きさのもので、  
この中に28000個の素子がおさめら  
れている。このLSIは、電子計算機  
の演算部分に使用される。



### 集積回路(IC)の顕微鏡写真

前ページとほぼ同じ大きさのテレビジョン用のプリスケラとよばれるICで、1 [GHz]の高い周波数まで使用できる。

---

昭和57年3月31日 文部省検定済 高等学校工業科用

---

# 電子技術IA

末松安晴

---

実教出版株式会社

---

---

監

東京工業大学長  
工学博士

編

東京工業大学教授  
工学博士

元東京工業大学付属  
工業高等学校教諭

東京工業大学付属  
工業高等学校教諭

東京都立小金井  
工業高等学校長

東京都立向島工業  
高等学校教頭

東京都立足立工業  
高等学校教諭

東京都立荒川工業  
高等学校教諭

東京都立港工業  
高等学校教諭

東京都立小石川  
工業高等学校教諭

協

大阪府立成城工業  
高等学校教諭

大阪府立茨木工業  
高等学校教諭

兵庫県立兵庫工業  
高等学校教諭

神戸市立御影工業  
高等学校教諭

修

末松安晴

修

藤井信生

石坂陽之助

井上正也

岩本洋治

内山明宗

北川宗一

庄司井

藤井

福田

力

尾崎厚美

大串龍生

清水五男

土井武彦

---



「電子技術 I」を学ぶに当たって .....	1
<b>第 1 章 半 導 体 素 子</b> .....	6
1. 半 導 体.....	8
1. 半 導 体 と 原 子.....	8
2. 自由電子と正孔のはたらき.....	11
3. 半 導 体 の 種 類.....	13
4. キャリヤのふるまい.....	15
5. p n 接 合.....	16
6. pn 接合における電流の制御 .....	18
2. ダイ オ ー ド.....	21
1. pn 接合ダイオードの構造と特性 .....	21
2. ダイオードの最大定格.....	24
3. その他のダイオード.....	25
3. トランジスタ.....	28
1. トランジスタの基本構造.....	28
2. トランジスタの基本動作.....	29
3. トランジスタの静特性.....	33
4. コレクタシャ断電流 $I_{CBO}$ および $I_{CEO}$ .....	35
5. トランジスタの最大定格.....	36
6. 電解効果トランジスタ (FET) と その他の半導体素子.....	37
4. 集 積 回 路.....	43
1. IC の製造と分類 .....	43
2. IC の利点と欠点 .....	47
5. 電 子 管.....	49
1. 真 空 管.....	49

2. 二 極 管	50
3. 三 極 管	51
問 題	53
<b>第2章 増 幅 回 路</b>	<b>54</b>
1. 増幅回路の基礎	56
1. 増 幅 の 原 理	56
2. 基本増幅回路	61
3. $h$ パラメータと等価回路	72
4. 基本増幅回路の増幅度と入出力インピーダンス	76
5. 増幅回路の分類	78
2. バイアス回路	80
1. バイアスの安定度	80
2. バイアス回路の種類と特徴	82
3. 温度補償回路	90
3. 小信号増幅回路	92
1. CR 結合増幅回路	92
2. 直結増幅回路	101
3. 変成器結合増幅回路	103
4. 負帰還増幅回路	106
1. 負帰還の原理	106
2. 直列帰還回路	109
3. 並列帰還回路	111
5. 電力増幅回路	116
1. 電力増幅回路の基礎	116
2. A 級電力増幅回路	118

---

3.	B 級 PP 電力増幅回路	122
4.	SEPP 回路	128
6.	高周波増幅回路	130
1.	高周波増幅の基礎	130
2.	高周波増幅回路の特性	134
3.	高周波電力増幅回路	142
7.	FET 増幅回路	144
1.	FET 回路の基礎	144
2.	バイアス回路	145
3.	等価回路と基本回路	147
4.	FET を使った回路例	149
8.	IC 増幅回路	153
1.	IC の基礎	153
2.	IC 内部の回路	155
3.	演算増幅器を用いた回路	159
4.	その他の IC 増幅回路	163
問	題	167
<b>第3章 発振回路</b>		<b>170</b>
1.	発振回路の基礎	172
1.	発振回路のなりたち	172
2.	発振回路の原理	174
2.	LC 発振回路	178
1.	反結合発振回路	178
2.	ハートレー発振回路	181
3.	コルピッツ発振回路	183

---

4.	その他の $LC$ 発振回路例	185
5.	$LC$ 発振回路の特徴	185
6.	$LC$ 発振回路の安定化の条件	187
3.	$CR$ 発振回路	189
1.	$CR$ 発振回路の種類	189
2.	移相形発振回路	189
3.	ウィーンブリッジ形発振回路	191
4.	$CR$ 発振回路の特徴	194
4.	水晶発振回路	195
1.	水晶振動子の圧電現象	195
2.	水晶振動子の等価回路	196
3.	水晶発振回路の種類と特徴	198
4.	水晶発振回路の実際例	199
問	題	205
<b>第4章 変調回路・復調回路</b>		206
1.	変調の基礎	208
1.	電波と変調方式	208
2.	振幅変調 (AM)	210
3.	周波数変調 (FM)	218
4.	位相変調 (PM)	223
5.	振幅変調 (AM) と周波数変調 (FM) の比較	224
6.	SSB 変調	224
2.	復調の基礎	229
1.	復調の原理	229
2.	振幅被変調波の復調	230



---

3. 周波数被変調波の復調 .....	235
4. SSB 波の復調 .....	239
問 題 .....	242
問 題 解 答 .....	243
索 引 .....	244

---

「電子技術 I B」の内容

第5章 パルス・デジタル回路

第6章 電源回路

第7章 電子計測

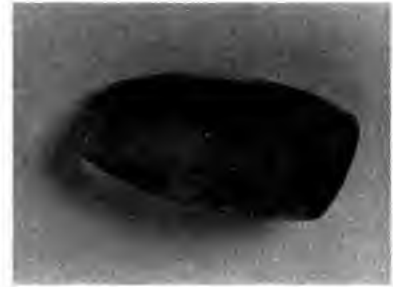
第8章 自動制御

# 「電子技術 I」を学ぶに当たって

—電子技術の発達と私達の生活—

## 1. 電気の発見とその利用

ギリシア時代に、すでに人類は、  
 5 1のような琥珀とよばれる樹脂からで  
 きた化石を毛皮でこすることにより、  
 琥珀が軽いものを引きつけることを知  
 っていた（電気ということばのおこりは、  
 この琥珀を**エレクトロン**とよんでいるこ  
 10 とからきているとされている）。



うす茶色に黄色をまぜたような色(こはく色)をしており、透明または半透明である。

図 1 琥珀

琥珀以外にもエボナイトと毛皮を摩擦するとエボナイトに吸引力  
 が発生することが確かめられたが、琥珀やエボナイトなどの吸引力  
 が**静電気**を発生した現象であることがわかったのは、ずっと後の17  
 世紀になってからであった。19世紀のはじめに、連続して電気を  
 15 取り出すことのできる電池が発明され、観測される電気から利用で  
 きる電気へと大きく発展していった。

このように、人類が電気をある目的のために利用できるようになったのは、わずか1世紀半ほど前のことに過ぎない。

はじめ、電気は有線通信にもっぱら使われ、情報の伝達時間を飛  
 20 躍的に短縮することに成功した。19世紀中ごろには、すでに海底ケ  
 ーブルによる大陸間の通信も行われていた。やがて電灯・発電機・  
 電動機などの発明により、電気は光・熱そして動力源として利用さ  
 れるようになり、私達の日常生活に大きな変化と改善をもたらした。  
 また、19世紀後半には、電気は無線通信にも使われるようになった。

## 2. 電子技術の進歩の過程と発展

電子技術は、真空管の発明にはじまりトランジスタの開発から、集積回路 (integrated circuit, 略して IC)\* へというように、大きく進歩、移り変わりをしてきた (図2)。



図2 真空管・トランジスタ・集積回路

1904年フレミング\*\*による二極管の発明、続いて1907年ド=フォ  
 レ\*\*\*による三極管の発明は、電気信号の増幅、検波という画期的  
 な技術を可能にした。その応用として発振器が考案され、1910年か  
 ら1920年代にかけて、無線通信・ラジオ放送を促進させた。この  
 後、通信、放送の周波数は中波から短波へ、さらに超短波へと拡大  
 し、今日の電子技術の基礎が確立されていった。

有線通信も、増幅器の出現により通信可能な距離をのぼすことが  
 できるようになったが、中継器に使用されていた増幅器のひずみが  
 大きく、その改善が課題であった。

1927年には、増幅器のひずみの改善ばかりでなく、増幅器の安定化  
 にも有用である負帰還技術ふきかんが開発された。この負帰還技術の開発は、  
 後のトランジスタの発明とともに、電子技術史上最も重要なことの一  
 つである。

また、1930年代には、すでにテレビジョンがアメリカや日本でも

\* 1つの基板上に数多くのトランジスタ・抵抗などを配置・集積した回路。

\*\* J. A. Fleming (1849~1945) イギリスの電気工学者。

\*\*\* L. D. Forest (1873~1961) アメリカ合衆国の電子工学者。



開発され始めていた。

第 2 次世界大戦を契機に、航空機発見のためのレーダ技術、<sup>だんがん</sup>弾丸の通過する曲線の計算すなわち<sup>だんどう</sup>弾道計算のための電子計算機技術、情報連絡のための無線通信技術を中心にして、電子技術は著しく進歩した。

とくに計算機は、はじめ機械式であったが、計算処理速度の向上のため、継電器を用いた電気式に変わった。やがて、真空管を使用した電子計算機が 1946 年に出現し、機械式に比べて数千倍も計算速度が速くなった。しかし、真空管式であったため形状と消費電力が大きく、すぐに故障するなどの理由から、あまり普及しなかった  
10 (最初の電子計算機は、質量 30 トン、真空管 18800 本、消費電力 100[kW])。

1947 年バーディーン\* やブラッテン\*\* は、半導体の表面に金属針を立てて実験を行っているとき、偶然に半導体により増幅ができることを発見した。これがトランジスタ（この場合は点接触トランジスタ）  
15 であった。翌年の 1948 年ショックレー\*\*\* は、接合トランジスタの動作原理について示したが、これが実用化されたのは、3 年後の 1951 年であった。

こうして出現したトランジスタは、小形・軽量であること、さらに寿命が半永久的であることなど、真空管にない特長をもっているため、急速に電子技術の中に取り入れられた。電子技術はトランジスタの出現によって現代文明の中心的役割を果たすようになった。

1960 年には、集積回路技術がアメリカで開発された。その数年後、集積度を集積回路より高めた大規模集積回路 (LSI) が開発され、

---

\* J. Bardeen (1908~) アメリカ合衆国の電子工学者。

\*\* W. H. Brattain (1902~) アメリカ合衆国の電子工学者。

\*\*\* W. B. Shockley (1910~) アメリカ合衆国の電子工学者。

さらに集積度の高い超大規模集積回路 (VLSI) へと集積回路技術は発展していった。

### 3. 電子技術と私達の生活

ラジオ・テレビジョン・電子式卓上計算機などは、私達の最も身近にある、電子技術を応用した機器の例であり、これらの機器をはじめとして、電子計算機・自動カメラ・電子時計など、ますます小形で信頼度の高い、高性能をもったものが製作されている(図3)。



図3 電子式卓上計算機と電子計算機

また、電子技術で制御された新幹線電車、各種自動操縦装置を備えた航空機なども製作されるようになり、電子技術は、私達の生活と深くかかわってきている。

通信についてしてみると、情報の伝達は古くはのろしなどによって行われていたが、これらの方法では通信可能な距離や、送ることのできる情報の量などが限られていた。現在は、人工衛星や海底ケーブルによって、テレビジョンや国際電話の中継を利用し、即時にほとんど全世界と、多くの情報が交換できるようになった。



図4 人工衛星

5

10

15

地球の外に目を向けてみると、1969年には人類は月に有人のロケットを飛ばして地球に帰還させた。1981年にはさらに遠方の土星にまでカメラを搭載した<sup>とうさい</sup>ロケットを飛ばし、地球上からの操作でロケットから鮮明な写真を送らせた。これらはいずれも、高度な電子技術が<sup>5</sup>あってこそできることである。このようにいまや電子技術は、石油エネルギーとともに、私達の生活に欠くことのできないものになっている。

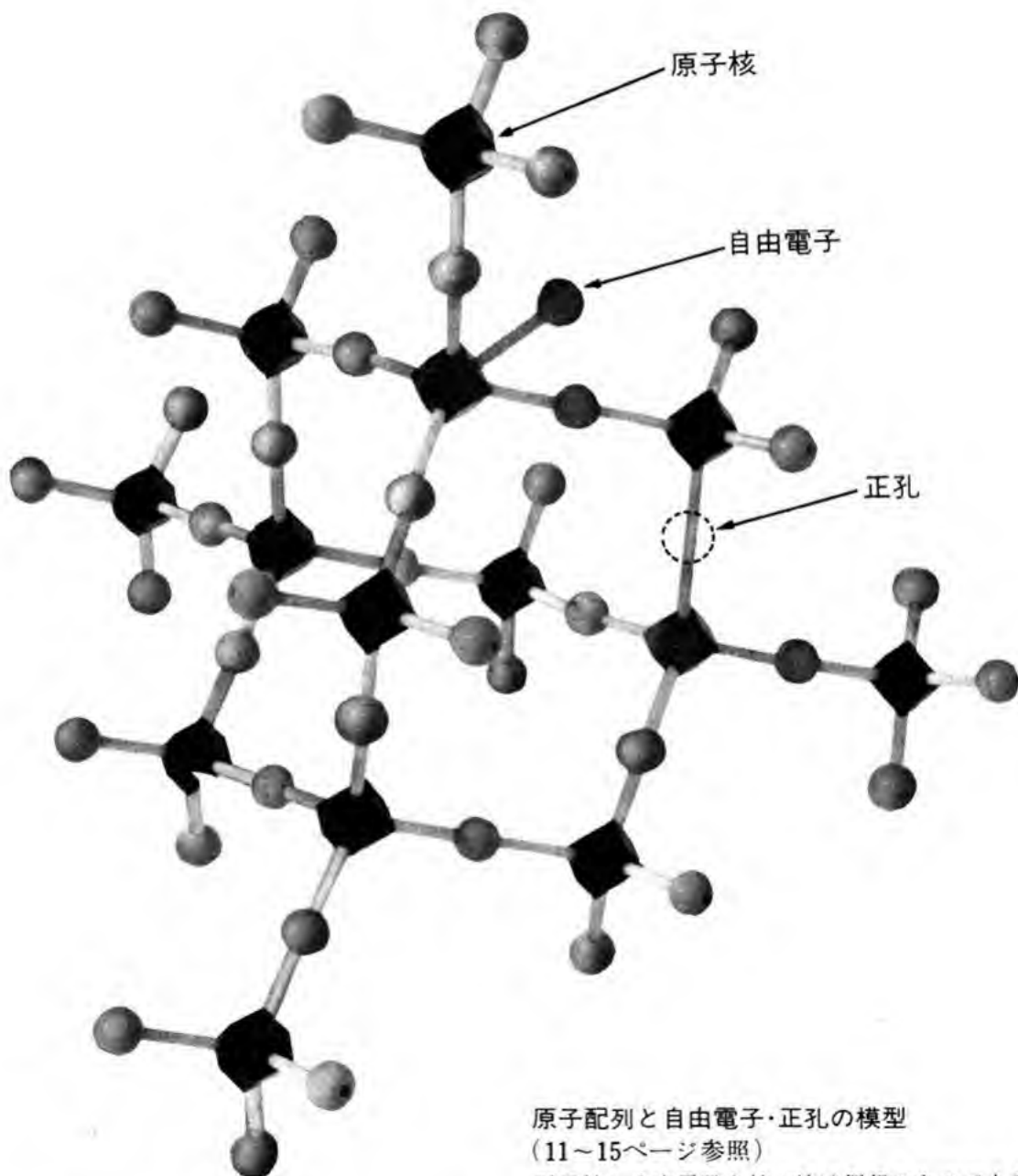
有線通信より約 100 年の後に真空管が発明され、トランジスタの出現までにさらに 50 年、その 9 年後に集積回路技術、そしてその後<sup>10</sup>わずか数年で大規模集積回路技術の開発、続いて超大規模集積回路へと発展した過程をみると、電子技術の発展の度合いは、年とともに急激に速まってきている。

このような発展過程をたどってきた電子技術は、その重要な発見・発明のほとんどを、当時、文明・技術水準の高かった外国に負<sup>15</sup>うところが多く、日本独自の発見・発明は残念なことに、わずかであった。しかし、最近では、日本の経済が成長し、また、日本における電子技術が著しく進歩したため、集積回路技術をはじめとし、電子応用技術、電子通信技術などの分野で、日本は世界の指導的な役割を果たすようになって<sup>20</sup>いる。大規模集積回路技術や光ファイバ通信技術などは、最近日本で著しく発展した例である。



図 5 ガラスで作られた光ファイバのケーブル

電子技術史上に残る重大な発見・発明のほとんどは、先人たちの<sup>25</sup>努力によるものである。私達は、先人たちによって開発された電子技術の基礎がしっかりと身につくように学ぶことにしよう。

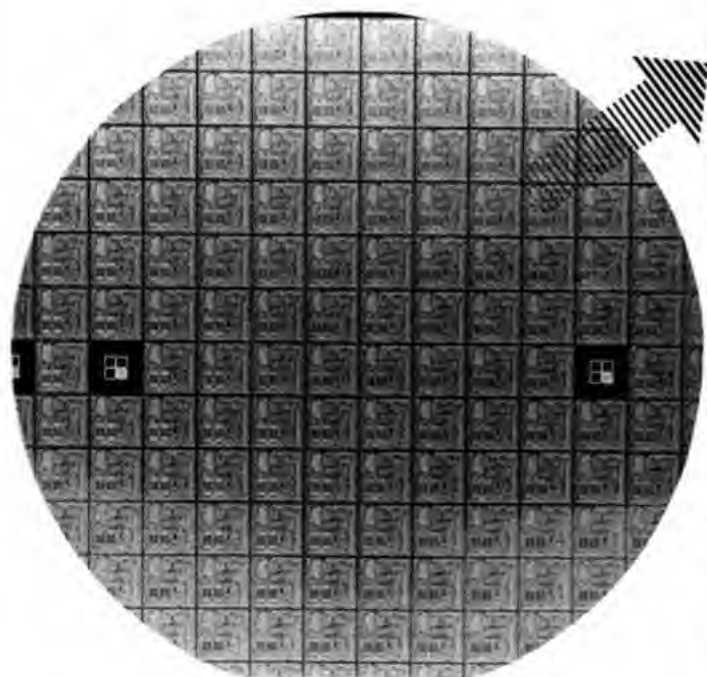


原子配列と自由電子・正孔の模型  
(11~15ページ参照)

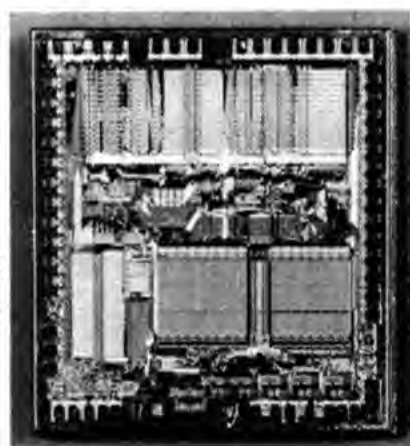
原子核と自由電子を結ぶ棒は仮想のものである。

通信機器や電子計算機などに広く用いられているダイオード・トランジスタ・集積回路などは、半導体からできており、半導体素子とよばれる。これらは、整流作用、増幅作用、スイッチング作用などの、電子技術の基本となるはたらきをもっている。

この章では、このような半導体素子のなかから、代表的な例を取り上げ、その構造や電気的な性質、および用途について学ぶ。



シリコンウェーハ



チップ(6mm×7mm)

直径60~125〔mm〕、厚さ0.2〔mm〕くらいの、けい素の単結晶からなる薄い円板。縦・横に切った微小片を化学処理することにより、集積回路がつくられる。

(44ページ参照)



# 1. 半 導 体

物質は、その電氣的性質から、導体・半導体・絶縁体に分けられる。ダイオードやトランジスタは、半導体のもつ特有な電氣的性質を利用したものである。ここでは、半導体の電氣的性質や種類について学ぶ。

5

## 1. 半導体と原子

### (1) 半導体と抵抗率

銀や銅などの金属は、電気抵抗が小さく電気をよく導くので導体とよばれ、ガラスやゴムなどは電気抵抗が大きく、電気を通しにくいので、絶縁体とよばれている。

10

これらの物質の常温における抵抗率を調べると、図1-1のように、導体は $10^{-10} \sim 10^{-6} [\Omega \cdot m]$ という低い値をもち、絶縁体は $10^8 [\Omega \cdot m]$ 程度以上の高い値をもっている。この導体と絶縁体の抵抗率の中間の値の抵抗率をもつ物質を、半導体とよぶ。

抵抗率は、温度など外部の条件によって変わるが、半導体の抵抗

15

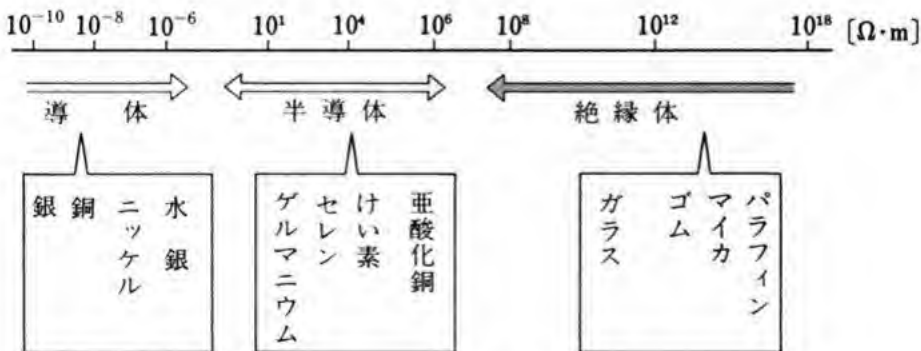


図 1-1 いろいろな物質の抵抗率

率は、外部の条件による変化がとくに大きい。半導体の純度や製造・加工の方法によっても異なる。

おもな半導体に、けい素（シリコン，Si）やゲルマニウム（Ge）などがあるが、たとえば、ゲルマニウムの原子1億個の中に、たった1個まぎれ込んだ銅の原子が、ゲルマニウムの結晶の抵抗率に大きな変化を与えてしまうほどである。

このような半導体の電氣的性質を理解するために、原子の構造や電子のはたらきについて調べてみよう。

## (2) 原 子

(a) 原子の大きさ すべての物質は原子から成り立っており、原子は、原子核とその外側にある何個かの電子でつくられている。

いま、原子を球とみたとき、その直径は図1-2(a)のように $10^{-10}$  [m] くらいである。図(b)に示すように、地球の直径はおよそ、 $1.28 \times 10^7$  [m] であり、ゴルフボールの直径はおよそ  $3.6 \times 10^{-2}$  [m] であるから、地球とゴルフボールの直径の比が、ほぼゴルフボールと原子の直径の比に相当する。

しかも、原子は中身のつまった球ではなく、中はほぼ空間になっている。原子核も電子も、原子の大きさに比べてきわめて小さく、

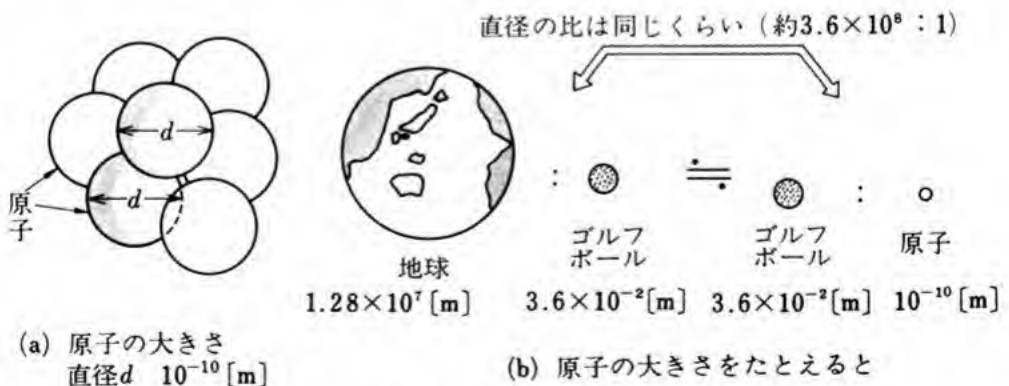


図 1-2 原子の大きさ

直径はそれぞれ  $10^{-14}$  [m] から  $10^{-15}$  [m] 程度であり、原子の直径の約1万分の1から10万分の1程度にしか相当しないから、原子内の空間は、電子にとって広大であるといえる。

(b) 原子の構造 電子は、図1-3のように原子核のまわりによく層かの軌道をつくっているが、この軌道にはいり込める電子の数は、それぞれの軌道によって決まっている。この例を示したものが図1-4である。最も外側の軌道にある電子を価電子といい、価電子の数を原子価という。たとえば、図1-3(a)のように、水素の



図 1-3 原子の構造

1 族	2 族	3 族	4 族	5 族	6 族	7 族	8 族	0 族
 ${}_1\text{H}$								 ${}_2\text{He}$
 ${}_3\text{Li}$	 ${}_4\text{Be}$	 ${}_5\text{B}$	 ${}_6\text{C}$	 ${}_7\text{N}$	 ${}_8\text{O}$	 ${}_9\text{F}$		 ${}_{10}\text{Ne}$
 ${}_{11}\text{Na}$	 ${}_{12}\text{Mg}$	 ${}_{13}\text{Al}$	 ${}_{14}\text{Si}$	 ${}_{15}\text{P}$	 ${}_{16}\text{S}$	 ${}_{17}\text{Cl}$		 ${}_{18}\text{Ar}$
		 ${}_{31}\text{Ga}$	 ${}_{32}\text{Ge}$	 ${}_{33}\text{As}$				

注. 本書の内容に関連のある原子を掲載してあるので、詳しくは、「化学」の教科書など参照のこと。

図 1-4 周期表と電子配列の例

価電子は1個なので原子価は1価，図(b)のようにリチウムの原子価も1価である。図1-4でみると，半導体のけい素やゲルマニウムの価電子は4個あるので，原子価は4価である。

(c) 自由電子 原子核に近い軌道にある電子は，原子核に強く結びつけられているが，一番外側の軌道にある価電子は原子核の束縛から容易に離れることができる。原子核の束縛から離れた電子を，自由電子という。

## 2. 自由電子と正孔のはたらき

けい素の原子を模型的に示すと，図1-5(a)のようになる。

けい素の単結晶（原子がすべて規則正しく配列している結晶）では，ふつう，各原子は図(b)のように価電子を互いに共有しながら，規則正しく並んでいる。

図1-6のように，

- ① けい素の結晶に熱を加えたり，光を当てたり，または電界を加えたりすると，
- ② それらのエネルギーによって，結晶中にある価電子は原子核

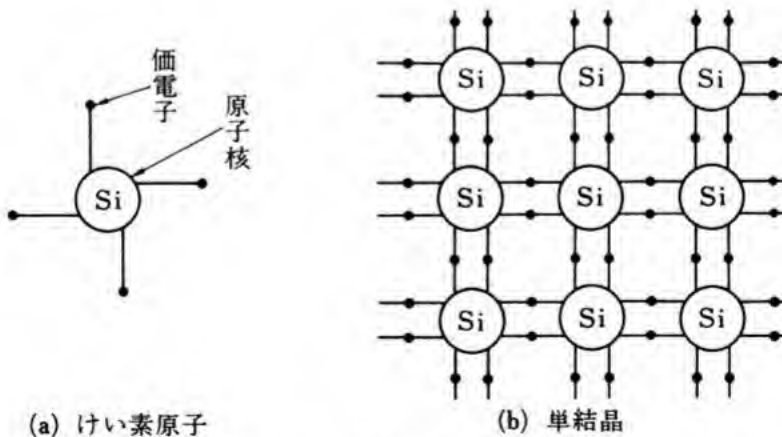


図 1-5 けい素の原子と単結晶

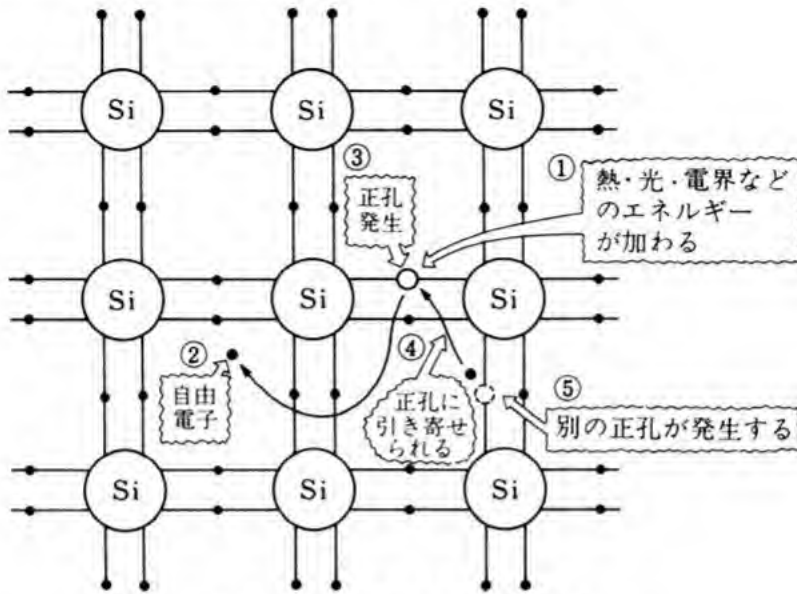


図 1-6 自由電子と正孔の発生

の束縛を離れて自由電子となり、結晶中を自由に動くことができるようになる。

- ③ 価電子が自由電子となって移動したあとは、その電子のもっている負電荷がぬけた状態になっているので、ここに正の電荷をもった孔、すなわち正孔 (hole) が生じたと考えられる。
- ④ 正孔は近くの価電子を引き寄せ、
- ⑤ 引き寄せられた価電子のあとには、別の正孔が生じることになる。

この結果、正孔もまた、移動しているように見える。このように、自由電子と正孔は、いずれも電荷を運ぶなかだちをし、半導体の電気伝導にたずさわる。自由電子と正孔を、電荷の運び手という意味でキャリア (carrier) とよぶ。②, ③のように、エネルギーによってキャリアが生じることを、キャリアの発生という。半導体中に電流が流れるということは、発生したキャリアの移動を意味している。



### 3. 半導体の種類

半導体は、次のように分類できる。

$$\text{半導体} \begin{cases} \text{真性半導体} \\ \text{不純物半導体} \end{cases} \begin{cases} \text{n形半導体} \\ \text{p形半導体} \end{cases}$$

#### (1) 真性半導体

- 5 前に学んだように、半導体はわずかな不純物の影響が電氣的に強くあらわれる大変敏感な材料である。そのため、外部から不純物を加えて、次に学ぶようなn形半導体やp形半導体をつくるには、半導体の結晶を、一度じゅうぶん高い純度に仕上げなければならない。けい素やゲルマニウムの結晶は、99.999999999 [%] というように、  
10 9が11個も並ぶような純度（イレブンナインの純度という）にまで精製されている。このような半導体を、**真性半導体**という。

真性半導体における自由電子と正孔の数は同じであり、熱・光・電界などのエネルギーを外から与えるとキャリアが増えて、電流が流れやすくなる。

#### 15 (2) 不純物半導体

- (a) **n形半導体** けい素（またはゲルマニウム）の真性半導体の中に5価の原子<sup>①</sup>、たとえば、ひ素（As）をごく少量混ぜ合わせて結晶をつくると、結晶中での原子は、けい素の性質に規制されて並ぶので、ひ素の原子のもつ価電子が1個、図1-7のようにはみ出してしま<sup>②</sup>う。この電子は、原子核に束縛される力が弱いため、わずかなエネルギーで半導体の結晶中を自由に動き回る自由電子となる。

① ひ素（As）、りん（P）、アンチモン（Sb）などがある。

② 負電荷をもつ電子を放出したひ素原子は、正電荷をもつが、この正電荷は正孔の場合と異なり、移動できない。

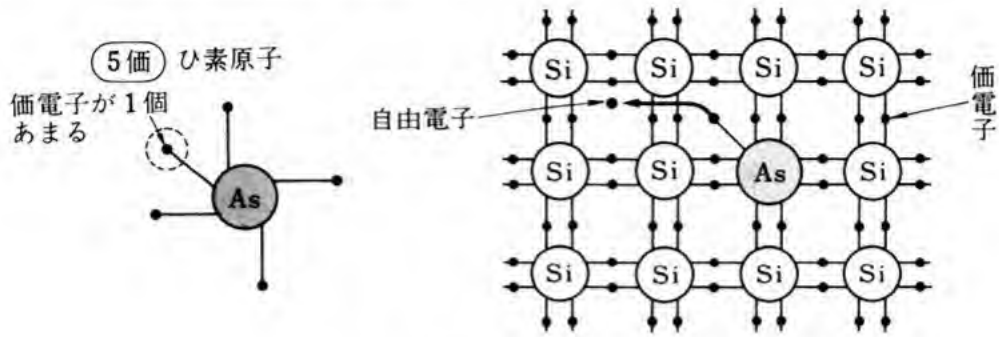


図 1-7 n 形半導体

このように、人工的に自由電子をつくるために混入する5価の原子をドナー (donor) という。5価の原子を混入した半導体では、負 (negative) に帯電した自由電子の数が、正 (positive) に帯電した正孔の数より多いので、この半導体を **n 形半導体** という。

n 形半導体の自由電子のように、数の多いほうのキャリアを **多数キャリア** といい、正孔のように数の少ないほうのキャリアを **少数キャリア** という。

(b) **p 形半導体** けい素の真性半導体の中に、3価の原子<sup>①</sup>、たとえば、ほう素 (B) をごく少量混ぜ合わせて結晶をつくと、n 形半導体の場合とは逆に、価電子が1個、図 1-8 のようにたりなくなり、ここに近くの価電子を引き寄せる結果、正孔が生じる<sup>②</sup>。

このように、人工的に正孔をつくるために混入する3価の原子を **アクセプタ** (acceptor) という。3価の原子を混入した半導体では、正孔の数が自由電子の数より多いので、この半導体を **p 形半導体** という。p 形半導体では、正孔は多数キャリアであり、自由電子は **少数キャリア** である。

① ほう素 (B)、ガリウム (Ga)、インジウム (In) などがある。

② 電子を引き寄せたほう素原子は、負の電荷をもつがこの負電荷は、自由電子と異なり、移動できない。

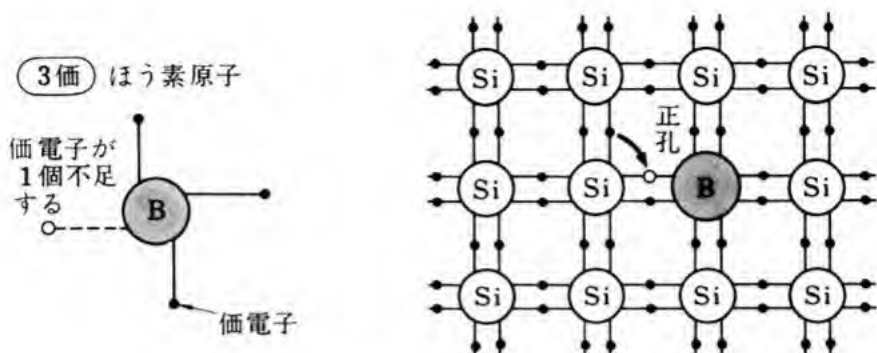


図 1-8 p 形 半 導 体

n 形半導体や p 形半導体中では少数キャリアの数はきわめて少ないが、後で学ぶように、重要なはたらきをするので、無視することはできない。

また、けい素やひ素やほう素などの原子からつくられる真性半導体・不純物半導体は、いずれも電氣的に中性である。

#### 4. キャリヤのふるまい

##### (1) ドリフト

半導体に電界を加えると、キャリアである正孔または自由電子は、電界による力を受けて、電界の向きまたはその逆方向にそれぞれ移動する。このため、電界の向きに電流が流れる。

この現象をドリフトといい、ドリフトによって流れる電流をドリフト電流という。

##### (2) 拡散

水の中にインクをたらすと、図 1-9 のようにインクは全体にじだいに広がって水と混じり合ってしまう。この現象を拡散というが、半導体においてもキャリアの濃度に差（濃度こう配）があると、濃度の高い部分から低い部分に向かってキャリアの移動がおこる。こ

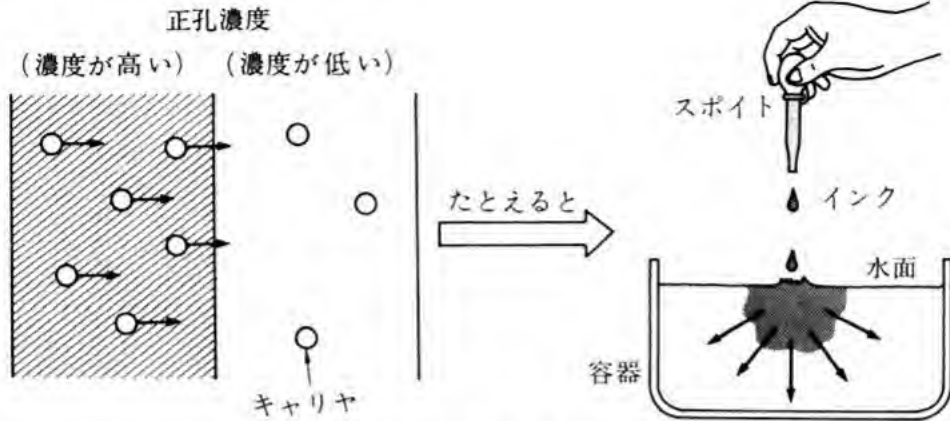


図 1-9 拡散によるキャリアの移動

の現象も拡散とよび、拡散によって流れる電流を拡散電流という。拡散電流の大きさは濃度こう配に比例する。

### (3) キャリヤの発生と再結合

熱や光や電界などのエネルギーによって発生した半導体内のキャリアである正孔と自由電子は、一定時間のうちに互いに結合して消滅する。この現象をキャリアの再結合という。

外部から一定のエネルギーが加えられている半導体では、キャリアの発生と再結合が同時に行われているが、キャリアの発生と再結合の割合が同じであるため、平均するとキャリアの総数は変わらないことになる。

## 5. pn 接 合

### (1) 空 乏 層

ゲルマニウムやけい素の結晶をつくる時、アクセプタやドナーを混入することにより、図1-10(a)のように、結晶の一部分をp形(p形領域)、他をn形(n形領域)とすることができる。このように、p形とn形の領域が接した状態をpn接合といい、両方の領域の接している面を接合面という。

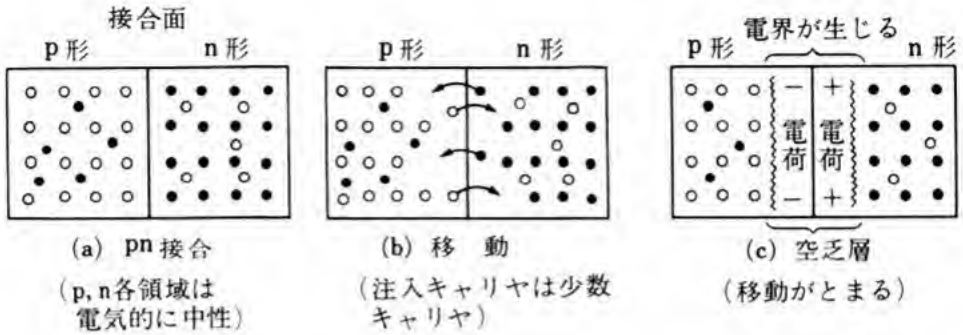


図 1-10 注 入 キ ャ リ ヤ

pn 接合ができると、図 (b) のように n 形領域の自由電子は p 形領域へ、p 形領域の正孔は n 形領域へと、拡散により移動する。このように相手領域へ移動したキャリアを注入キャリア<sup>①</sup>という。

接合面の p 形領域側には、正孔が n 形領域へ移動してなくなるので負の電荷が生じ、接合面の n 形領域側には p 形領域へ自由電子が移動してなくなるので正の電荷が生じる。これらの電荷により電界が生じ、この電界は自由電子および正孔の移動を妨げるため、p 形領域と n 形領域のキャリアはつりあいを保った状態になる。電界が生じた部分は、図 (c) のようにキャリアを失っているので、空乏層とよばれる。

## (2) 電 位 障 壁

電界の生じている空乏層には図 1-11 のように電位の傾き (電位こう配) があり、キャリアが空乏層を通り抜けるには、この電位こう配をのぼっていく必要がある。

電位こう配は、キャリアの移動を妨害していることになり、電位障壁とよばれる。

① 注入キャリアは、それぞれの領域内では少数キャリアであって、p 形領域内では自由電子、n 形領域内では正孔である。



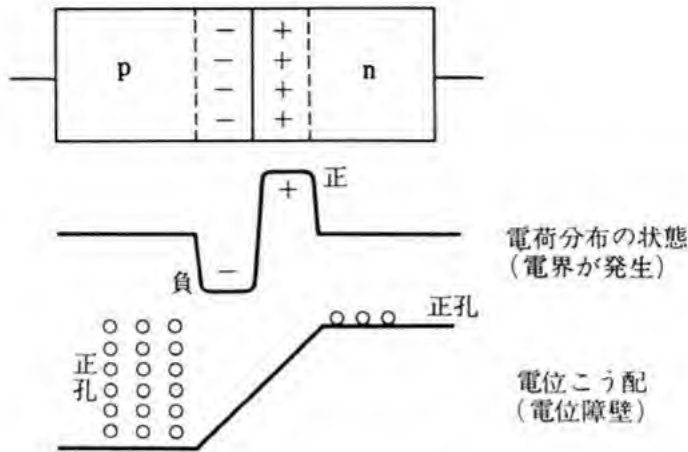


図 1-11 電 位 障 壁

pn 接合に電流を流すには、電位こう配をのぼるだけのエネルギーが、外部から供給されなければならない。pn 接合を使う理由は、このような電位障壁をつくっておいて、外部からのエネルギーによって注入キャリアの数を制御するためである。

## 6. pn 接合における電流の制御

5

### (1) 順 方 向

pn 接合に外部から p 形領域を正、n 形領域を負とするような電圧（順方向電圧という） $V_F$  を加えると、図 1-12 (a) のように、空乏層の電位障壁が低くなり、空乏層の幅もせまくなって p 形領域から接合面をこえて正孔が n 形領域へ流れる。また、自由電子も n 形領域から p 形領域へ流れる。この場合重要なことは、加えた電圧によって、正孔が接合面を通過して p 形領域から n 形領域へ、自由電子が n 形領域から p 形領域へ注入され、電流が流れることである。このようにして流れる電流を、順方向電流 という。

10

(2) 逆 方 向

図1-12(b)のように、n形領域に対してp形領域が負になるような向きに電圧（逆方向電圧という） $V_R$ を加えた場合には、電位障壁はいっそう高くなり、空乏層の幅も広がる。このため、p形領域からn形領域、n形領域からp形領域への注入キャリアはきわめて少なくて、ほんのわずかな電流しか流れない。このような電流を逆方向電流<sup>①</sup>という。

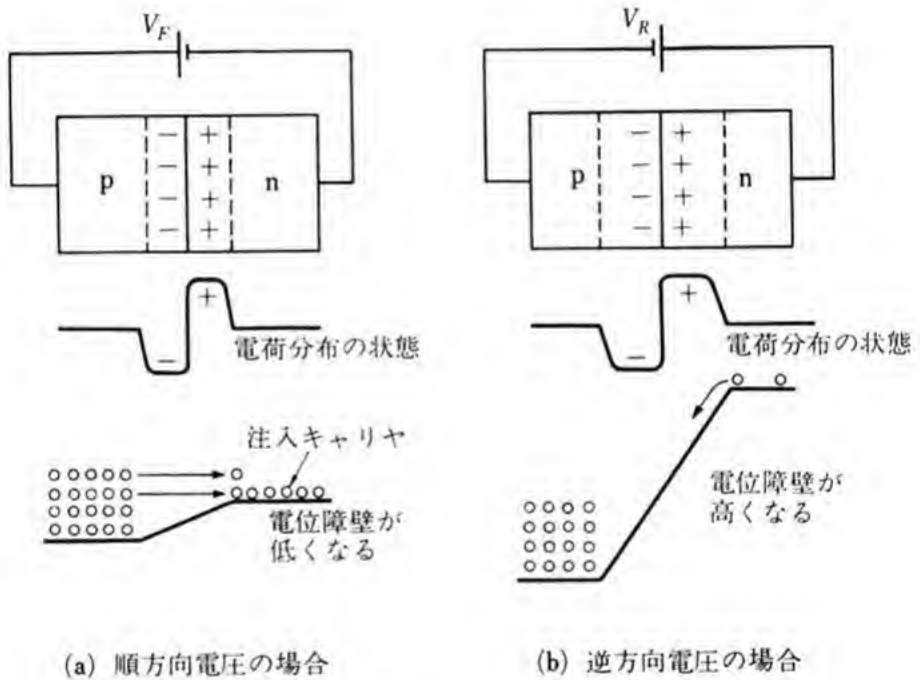
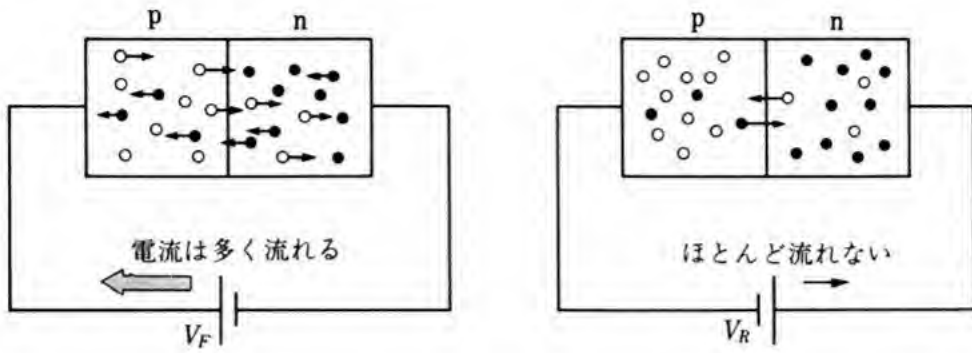


図 1-12 電 位 障 壁 の 変 化

順方向・逆方向の電圧によるキャリアの移動のようすを示すと、図1-13のようになる。

10 このように、pn 接合には、電流が順方向には流れやすく、逆方向には流れにくい性質がある。

① 逆方向電流は、少数キャリアが移動して流れる。



(a) 順方向電圧の場合

(b) 逆方向電圧の場合

図 1-13 キャリヤの移動

問 1. 半導体にはどのような種類があるか。それぞれの違いを述べよ。

問 2. 次のことばを説明せよ。

- (1) 自由電子 (2) アクセプタ (3) 空乏層

## 2. ダイオード

pn 接合の p 形領域と n 形領域に、図 1-14 (a) のようにそれぞれに端子をつけた素子を、pn 接合ダイオードという。ダイオードには、pn 接合ダイオードのほかに、いくつかの種類がある。

- 5     ここでは pn 接合ダイオードと、その他のいくつかのダイオードの構造、性質などについて学ぶ。

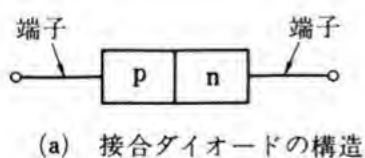
### 1. pn 接合ダイオードの構造と特性

#### (1) 構造

- pn 接合には、前に学んだように電流が順方向には流れやすく、  
10 逆方向には流れにくい性質（整流特性）がある。

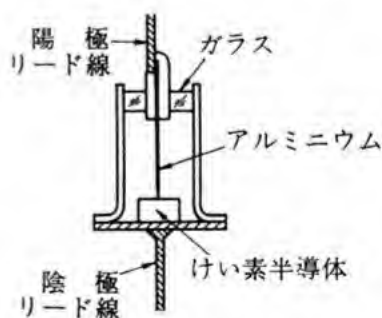
このような整流特性をもつ素子として、古くから実用化されてきたものに、セレン整流器・酸化銅整流器があり、これらは、セレン (Se) または亜酸化銅 (CuO) と金属を接触させて、整流特性をもたせたものである。

- 15     その後半導体の研究の進歩により、ゲルマニウムまたはけい素を



混乱のおそれのないときは  
円をはぶいてよい

(c) ダイオードの図記号



(b) 点接触ダイオードの構造

図 1-14 ダイオードの図記号と構造例

素材としたゲルマニウムダイオードやシリコンダイオードがつけられた。これらは、単結晶半導体の pn 接合の整流特性を利用した整流用の接合ダイオードである。pn 接合ダイオードは、セレン整流器・酸化銅整流器に比べて、電流密度が高く逆耐電圧（逆方向に耐えられる最大電圧）が大きいなど、電気的特性がひじょうにすぐれているので、現在では、整流用として使われるのは、ほとんどが pn 接合ダイオードである。

なお、pn 接合ダイオードのほかにゲルマニウムやけい素の単結晶半導体に金属線を押つけた構造の図 1-14 (b) のような点接触ダイオードがあり、これは、金属線と半導体との接触面積が小さいという特徴を生かして、周波数の高い場合に整流用として用いられている。ダイオードの図記号を図 1-14 (c) に示した。

図 1-15 は、pn 接合ダイオードとその他のダイオードの例である。



図 1-15 pn 接合ダイオードとその他のダイオードの例

## (2) 特 性

pn 接合ダイオードには、次のような重要な性質がある。

- ① 図 1-16(a) のように、電流が順方向にだけ流れやすい整流特性がある。



② 図(b)で示すように、電圧と電流の関係が、直線ではなく、<sup>①</sup> オームの法則に従わない。

③ わずかな順方向電圧で、大きな電流を流すことができる。

5 図(c)で示すように、順方向電流が流れはじめる電圧は、ゲルマニウムダイオード (Ge ダイオード) が約 0.2 [V]、シリコンダイオード (Si ダイオード) は約 0.6 [V] である。<sup>②</sup>

④ 逆方向電圧を大きくしていくと、図(b)のように、急に大電流が逆方向に流れはじめる現象がある。これは、pn 接合が破

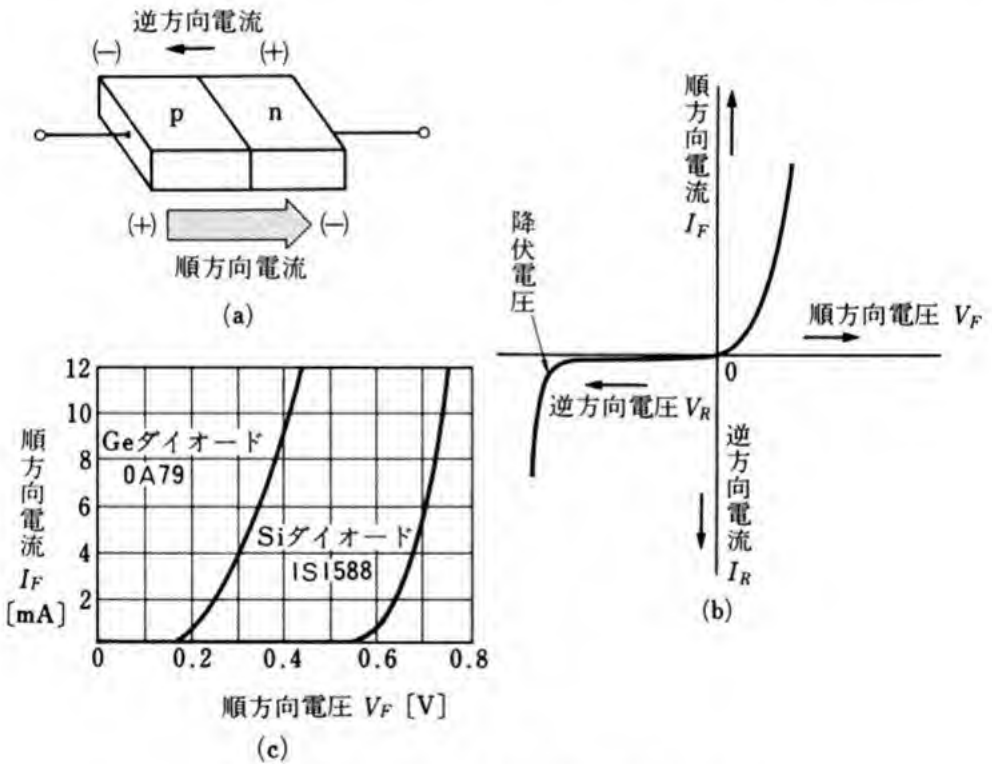


図 1-16 pn 接合ダイオードの特性

- ① オームの法則に従って流れる、シリコンと金のような異なった材料の間の接触 (コンタクト) を、とくにオーム接触またはオームコンタクトという。
- ② 実際には、この電圧はゲルマニウムダイオードで 0.1~0.3 [V]、シリコンダイオードで 0.5~0.7 [V] であるが、本書ではそれぞれについて、約 0.2 [V]、約 0.6 [V] の値を用いる。

壊したのではなく; 電圧を小さくすれば, 電流も0に近づく。  
この現象を降伏現象といい, 電流が急に増えはじめるときの電  
圧を降伏電圧またはツェナー電圧という。

問 3. ダイオードの順方向と逆方向の電流の流れ方はどのように違うか。

2. ダイオードの最大定格

5

ダイオードを用いるには, 電圧・電流・電力・温度などについて  
定められた最大定格をこえないようにしなければならない。

最大定格としては, 一般に, 次のようなものが定められている。

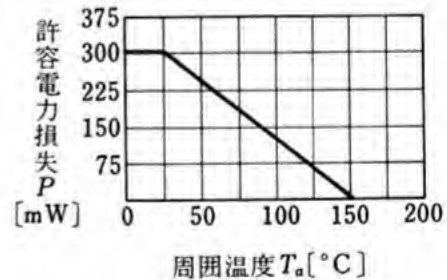
**せん頭逆電圧** ダイオードに加えることのできる逆方向電圧の  
最大値

10

**連続順電流** ダイオードの順方向に連続して流すことのでき  
る直流電流の最大値

**サージ電流** ダイオードの順方向に流すことのできる過渡的  
な電流の最大値

そのほか, 定電圧ダイオードなど  
に規定されている許容電力損失があ  
る。これは, 熱による電力損失の限  
界で, 図1-17で示すように, 周囲  
温度が高いほど小さい。



15

表1-1に, 最大定格の例を示す。 図1-17 許容電力損失の例

20

表 1-1 ダイオードの最大定格の例

形 名	せん頭逆電圧	連続順電流	サージ電流
1S 955	100 [V]	150 [mA]	4 [A]
1S 1599	125 [V]	100 [mA]	1 [A]

ダイオードは、接合部の温度  $T_j$  が、ふつう、ゲルマニウムダイオードで  $75 \sim 80 [^{\circ}\text{C}]$  以上、シリコンダイオードで  $150 \sim 175 [^{\circ}\text{C}]$  以上になると焼損してしまふ。シリコンダイオードは、ゲルマニウムダイオードに比べ高温で使えるので、一般によく用いられる。

5 3. その他のダイオード

ダイオードには、整流特性を利用するもののほかに、次のようなものがある。

(1) 可変容量ダイオード

バリキャップまたはバラクタともいう。pn 接合の空乏層は図 1-18 のように、正負の電荷によって、一種のコンデンサのような状態となっている。これを接合容量という。その大きさは、空乏層の幅  $w$  に反比例する。

空乏層の幅は、逆方向電圧の大きさによって変化するので、これを利用して電圧による可変容量素子をつくることができる。

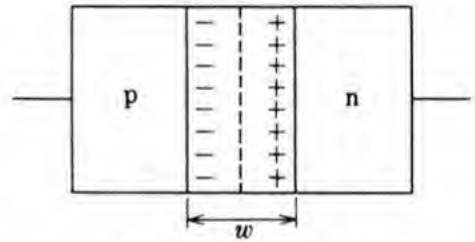


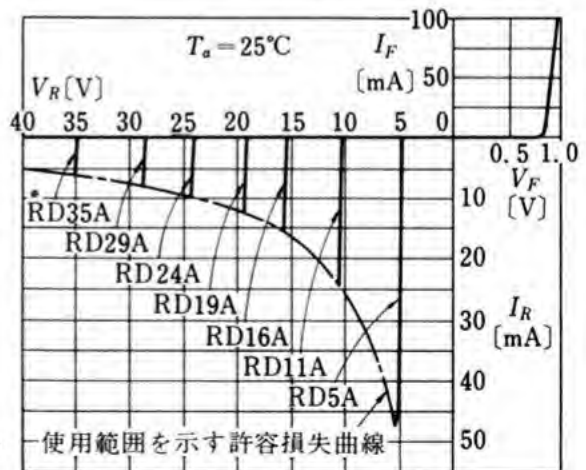
図 1-18 接合容量

(2) 定電圧ダイオード



(a) 定電圧ダイオードの図記号

※ RD○A：定電圧ダイオードの種別を示す。



(b) ダイオードの降伏特性

図 1-19 定電圧ダイオードの図記号と降伏特性

ツェナーダイオード(Zener diode)ともいい、シリコンダイオードにみられるひじょうに急激な降伏現象を利用したものである。図1-19(a)に図記号を示す。降伏現象をおこしている範囲では、図1-19(b)のように、電流の広い範囲にわたって電圧が一定値に保たれる。これをダイオードの降伏特性といい、定電圧素子として使用できる。

(3) 発光ダイオード(LED) およびレーザダイオード

発光ダイオードは、ガリウムひ素(GaAs)、ガリウムりん(GaP)などを材料としてpn接合をつくったものである。このダイオードの順方向に図1-20(a)のように電流を流すと、接合面で発光する現象がある。これはpn接合面の近くで自由電子と正孔が再結合するとき発光するもので、光の強さは電流の大きさに比例する。このダイオードを電子計算機のテープ読取り装置などの光源に利用したり、小形であるので、これを多数組み合わせて、図(b)のような数字表示器の発光部分や光通信の送信部などに利用している。

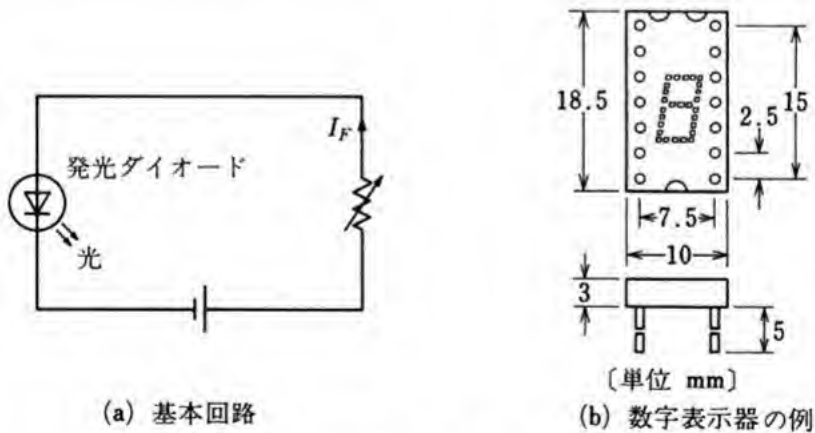


図1-20 発光ダイオード

光通信は、多くの情報を一度に送ることができ、一般の通信や情報処理システムなどに利用される。光源としてとくに有力なものにレーザダイオードがある。レーザダイオードは図1-21のような構

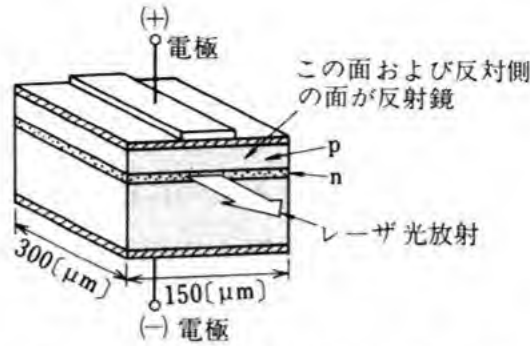


図 1-21 レーザダイオードの基本構造

造であり、図の前後の面は反射鏡になっている。このダイオードに順方向電流を流すと、接合面で光を放出し、この光が反射鏡で反射して強められてレーザ光となり、放射される。

(4) エサキダイオード

5 エサキダイオードは別名トンネルダイオードともいい、図 1-22 (a) のような図記号であらわされ、図 (b) のような特性をもっている。

エサキダイオードの特性をみると、図 (b) からわかるように、順方向電圧  $V_F$  を、0.065 [V] から 0.35 [V] まで増加させると、ダイオードの順方向電流  $I_F$  が、2 [mA] から 0.3 [mA] まで減少して  
 10 いる。このように、電圧を増加させると電流が減少するような特性をもつ抵抗を、負性抵抗という。エサキダイオードの負性抵抗の特性を利用して、簡単な高周波の発振器をつくることができる。

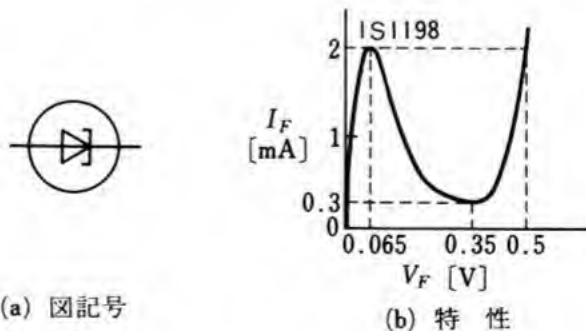


図 1-22 エサキダイオード

### 3. トランジスタ

トランジスタを有効に動作させるためには、そのしくみや基礎となる動作原理および、その特性や最大定格などについて理解することが大切である。ここでは、トランジスタの基本動作について学ぶ。

#### 1. トランジスタの基本構造

5

トランジスタ (transistor) は、図 1-23 のように、1つの半導体の結晶の中に、薄い n 形半導体を2つの p 形半導体で、または薄い p 形半導体を2つの n 形半導体ではさみ、2組の接合を形成させた

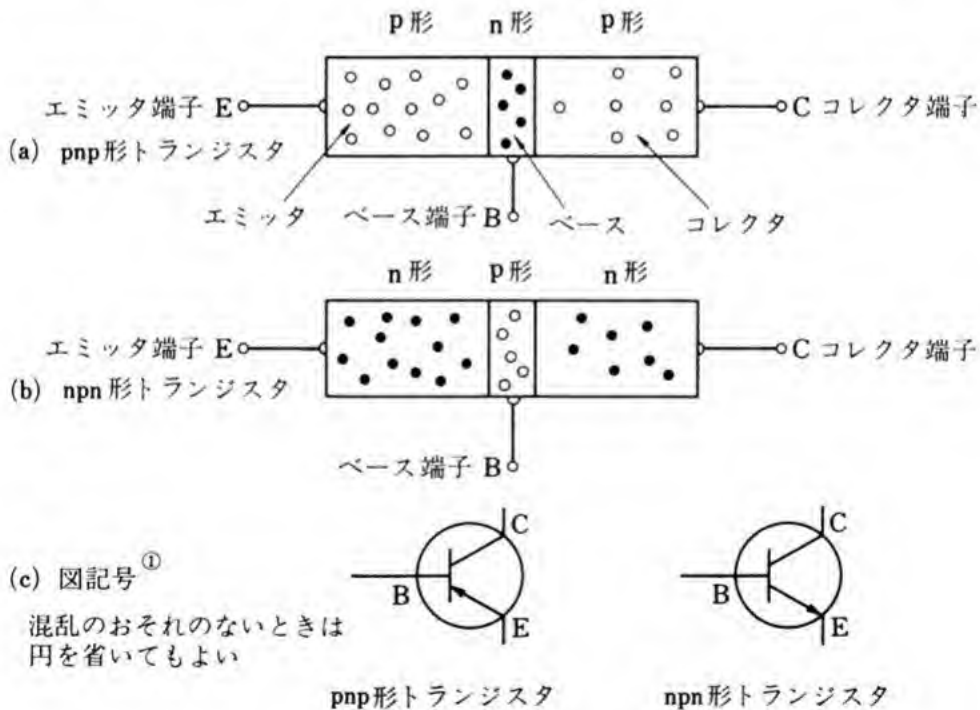


図 1-23 トランジスタの構造と図記号

① 図中の文字は、JIS の図記号には付記されていないが、本書では理解を助けるため入れている。他の半導体素子の図記号についても同様である。



素子である。図(a)のように、p形-n形-p形となっているトランジスタを **pnp形トランジスタ**、図(b)のように、n形-p形-n形となっているトランジスタを、**nnp形トランジスタ**という。トランジスタの図記号を図(c)に示す。

5 図1-23(a)に示す pnp形トランジスタの左端のp形領域を **エミッタ**、中央のn形領域を **ベース**、右端のp形領域を **コレクタ**とよび、エミッタ・ベース・コレクタにそれぞれ電極をつけ、これらから引き出されたリード線の端子を図のように、それぞれエミッタ端子(E)、ベース端子(B)、コレクタ端子(C)とよぶ。

10 図1-24に、トランジスタの例を示す。

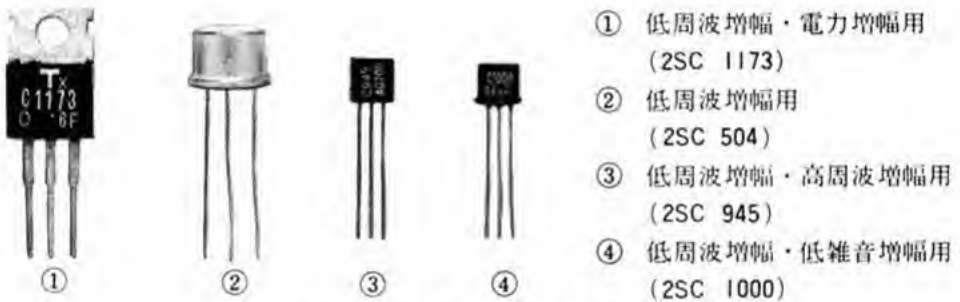


図 1-24 トランジスタの例

## 2. トランジスタの基本動作

### (1) トランジスタの動作原理

pnp形トランジスタを動作させるためには、まず、図1-25のように、エミッタ・ベース間のpn接合に順方向の直流電圧を与え、  
15 ベース・コレクタ間のpn接合には、逆方向の直流電圧を与えなければならない。

このように、トランジスタに直流電圧をかけることを **バイアス電圧(バイアス)** をかけるという。

バイアス電圧をかけると、トランジスタ内部ではどのようなこと

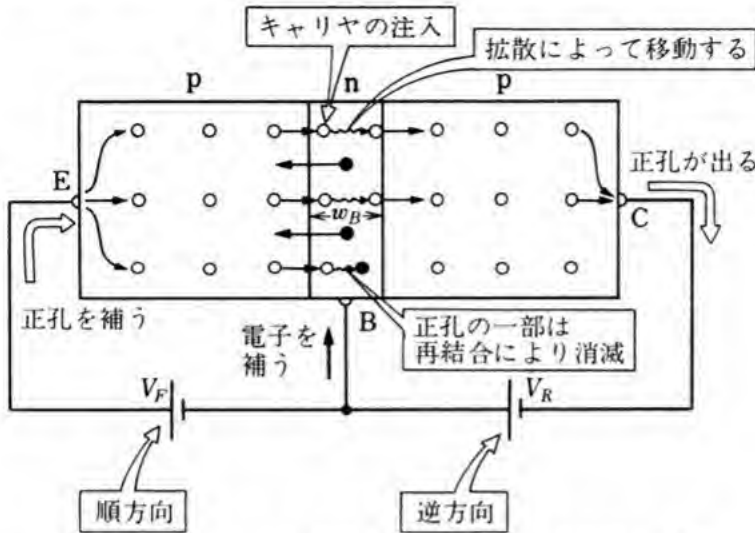


図 1-25 pnp 形トランジスタのキャリアの動き方

がおこるだろうか。基本的にはトランジスタの作用は、接合ダイオードの動作を発展させたものである。

まず、キャリアのふるまいを調べてみる。エミッタ・ベース間に順方向電圧を与えてあるので、図 1-25 のように、エミッタ領域の正孔がベース領域に注入される。このとき、エミッタ領域の正孔は、エミッタ端子を通して電池の正極から補給される。ベース領域に注入された正孔は、拡散によってコレクタ領域へと移動する。その途中で正孔の一部は電子と出合って再結合して消滅する。

トランジスタでは、ベース領域でのキャリアの再結合を少なくするため、ベース領域の不純物の濃度を下げ、電子の密度を低くすると同時に、ベース領域の幅  $w_B$  をせまくしてある。そのため正孔は、ベース領域を拡散によって移動していくうちに電子と再結合するが、その数はごくわずかで、大部分の正孔はそのままコレクタ領域に到達する。

このようにして、コレクタ領域に到達した正孔は、そこに加わっている逆方向のバイアスによる電界に引かれる。ベース領域からコ

レクタ領域に正孔がはいってくると同時に、これとほぼ同数の正孔がコレクタ端子から電源の負極に出ていくことになり、図1-26のようにエミッタ領域からコレクタ領域へのキャリアの流れが成立する。

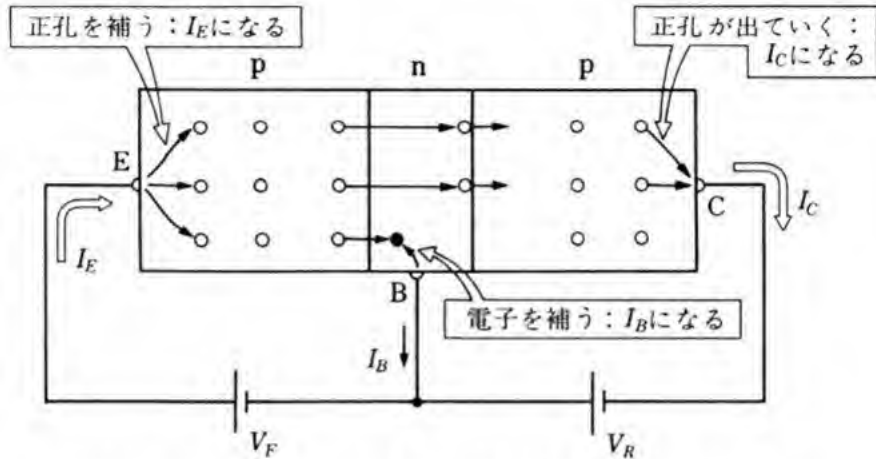


図1-26 pnp形トランジスタのバイアス電圧のかけ方と動作

5 エミッタ・ベース間が順方向にバイアスされているので、エミッタ領域からベース領域へ流れる電流、すなわちエミッタ電流  $I_E$  は、その値も大きく、また、エミッタ・ベース間電圧に強く依存する。

コレクタ電流  $I_C$  は、エミッタ電流にほとんど等しいため、これもエミッタ・ベース間電圧によって直接制御されることになる。ここで大切なことは、コレクタ電流は、ベース・コレクタ間電圧にほとんど依存しないことである。

これまでは pnp 形トランジスタの動作について学んだが、npn 形トランジスタでは、電子がキャリアとして動くので、電源電圧の正負が変わることに注意すれば、基本的な動作は同じである (図1-27)。

## 15 (2) トランジスタの電流増幅作用

図1-26, 27のように、ベースを共通端子としてエミッタとコレクタに直流電源をつなぎ、エミッタからベース領域を経てコレクタ

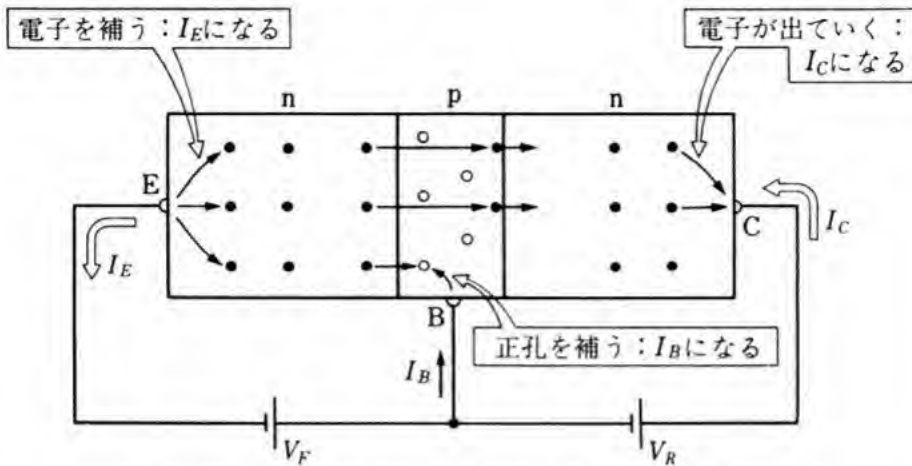


図 1-27 npn 形トランジスタのバイアスのかけ方と動作

にキャリアを流す方法を ベース接地 という。

トランジスタのエミッタ電流  $I_E$  のごく一部がベース電流  $I_B$  になり、残りがコレクタ電流  $I_C$  となるので、次の関係がなり立つ。

$$I_E = I_B + I_C \quad (1-1)$$

したがって、 $I_C$  は  $I_E$  よりわずかに小さい。このとき  $\frac{I_C}{I_E}$  を  $h_{FB}$ <sup>①</sup> という記号であらわし、これをベース接地直流電流増幅率という。その値は 0.9~0.999 程度となる。

他方、図 1-28 のように、エミッタを共通端子としてベースおよびコレクタに直流電源を接続する方法をエミッタ接地という。

この回路の動作原理は、ベース接地と同じであり、 $I_E$  の一部が  $I_B$  となり、残りが  $I_C$  となる。

いま、 $I_B$  と  $I_C$  の関係に着目してみると、式 (1-1) から、

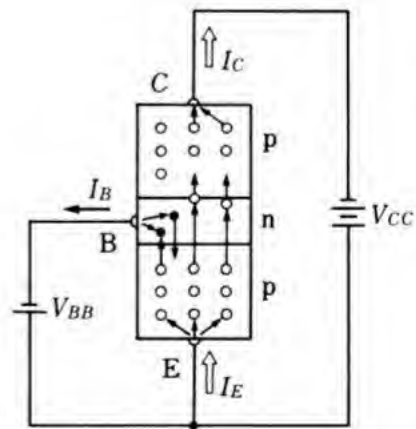


図 1-28 エミッタ接地回路

①  $h_{FB}$  を  $\alpha$  とあらわすこともある。

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} = \frac{\frac{I_C}{I_E}}{1 - \frac{I_C}{I_E}} = \frac{h_{FB}}{1 - h_{FB}} \quad (1-2)$$

となる。 $h_{FB}$  の値は  $0.9 \sim 0.999$  であるから、式 (1-2) の値は、約  $10 \sim 1000$  と大きくなる。 $\frac{I_C}{I_B}$  を  $h_{FE}$ <sup>①</sup> という記号であらわし、これをエミッタ接地直流電流増幅率という。

- 5 式 (1-2) は、わずかな  $I_B$  で大きな  $I_C$  を制御できることを意味している。これを、トランジスタの電流増幅作用という。このようにエミッタ接地では、電流増幅ができ、また第2章で学ぶが、電圧増幅や、電力増幅もできるので、これから学ぶ電子回路でエミッタ接地は広く使われている。

10 3. トランジスタの静特性

実際にトランジスタを回路素子として使用するときには、各電極に加える電圧と電流の関係をよく知っておく必要がある。トランジスタの各端子間の直流電圧と電流の関係を示したものをトランジスタの静特性という。

- 15 図 1-29 のエミッタ接地回路でベース端子、コレクタ端子の電

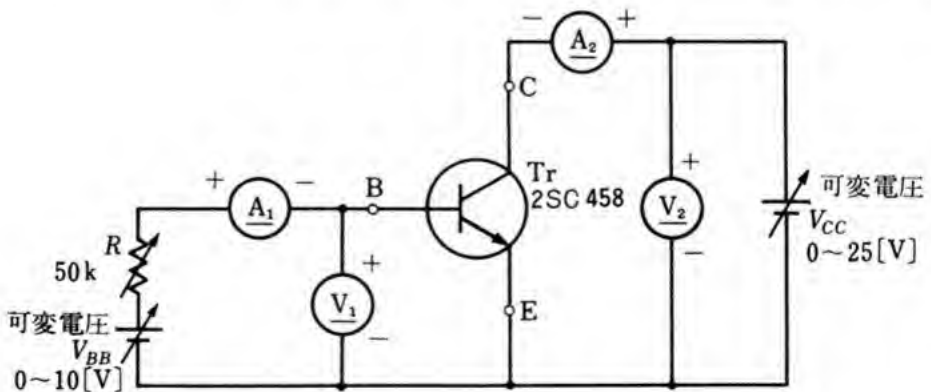


図 1-29 トランジスタの静特性測定回路

①  $h_{FE}$  を  $\beta$  とあらわすこともある。

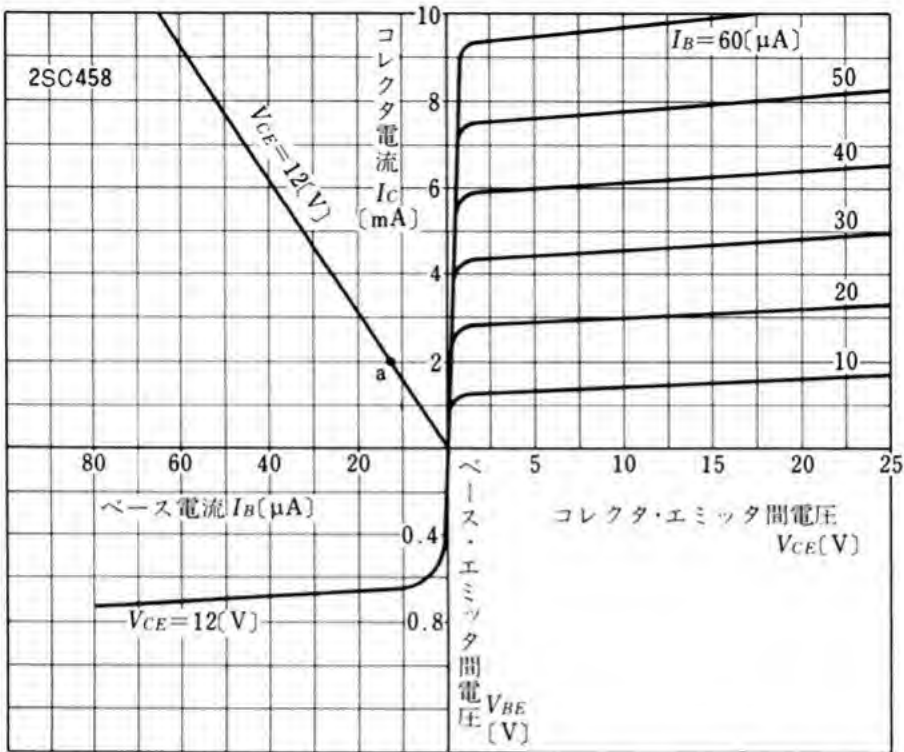


図 1-30 トランジスタ (エミッタ接地) の静特性の例

圧・電流を測定すると、図1-30のような特性曲線が得られる。 $V_{BE}$ ,  $I_B$  および  $V_{CE}$ ,  $I_C$  をそれぞれベース端子の電圧・電流、コレクタ端子の電圧・電流の記号とし、 $V_{BB}$ ,  $V_{CC}$  を、それぞれベース・コレクタに加える電源電圧の記号とする。

エミッタ接地の静特性から、次のようなことがわかる。

- ①  $I_C$  は、 $V_{CE}$  にはあまり影響されないが、 $I_B$  によって大きく変わる。
- ②  $V_{CE}$  が 0 [V] に近づくと、 $I_C$  が急激に減少する。
- ③  $I_B$  は  $V_{BE}$  によって大きく変化する。

<例題 1>

図1-30のa点における、このトランジスタの直流電流増幅率  $h_{FE}$  の大きさを求めよ。



**解** 直流電流増幅率  $h_{FE}$  は、

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{2 \times 10^{-3}}{13 \times 10^{-6}} \approx 150$$

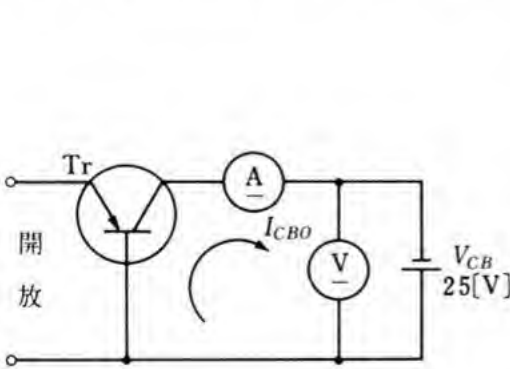
問 4.  $h_{FB}=0.99$  のトランジスタの  $h_{FE}$  の値はいくらか。

4. コレクタシャ断電流  $I_{CBO}$  および  $I_{CEO}$

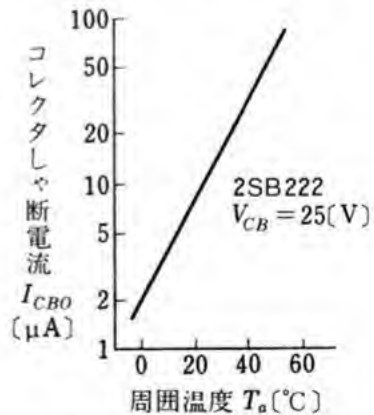
5 図 1-31 (a) は、エミッタを開放した状態で、コレクタ・ベース間に直流電圧  $V_{CB}$  を加えたときに流れるコレクタ電流を測定する回路である。

この回路でコレクタに流れる電流  $I_{CBO}$  を、ベース接地のコレクタシャ断電流といい、ベース・コレクタ間の pn 接合の逆方向電流を示している。一般に、電力の大きいトランジスタほど、接合部の面積が大きくなるので  $I_{CBO}$  も大きくなる。また、 $I_{CBO}$  は図 (b) のように温度によって大きく変わる。

また、図 1-29 でベースを開放し、コレクタ・エミッタ間に電圧を加えたとき流れるコレクタ電流  $I_{CEO}$  を、エミッタ接地のコレクタシャ断電流という。 $I_{CEO}$  は  $I_{CBO}$  よりも温度による変化が大きく、値



(a)  $I_{CBO}$  の測定



(b) 周囲温度と  $I_{CBO}$  の関係

図 1-31  $I_{CBO}$  の測定と温度特性

も  $I_{CBO}$  よりも大きくなる。

$I_{CBO}$ ,  $I_{CEO}$  は、それぞれエミッタ電流  $I_E$  やベース電流  $I_B$  を流さなくても、コレクタに流れる電流で、温度に大きく依存する。第2章で学ぶトランジスタを用いた回路を安定に動作させるには、この  $I_{CBO}$ ,  $I_{CEO}$  は、小さいほどよい。

5

### 5. トランジスタの最大定格

トランジスタには、ダイオードと同じように、電流・電圧・電力・温度などに対する最大定格があり、定められた最大定格をこえないようにしなければならない。

コレクタ電流  $I_C$ 、コレクタ・エミッタ間電圧  $V_{CE}$  の最大定格を、 $I_{Cmax}$ ,  $V_{CEmax}$  とあらわす。 $I_C$  と  $V_{CE}$  の積  $P_C$  をコレクタ電力損失(またはコレクタ損失)という。 $P_C$  にも最大定格  $P_{Cmax}$  が定められている。 $P_C$  が  $P_{Cmax}$  をこえると、接合部が高温になってトランジスタは破壊されてしまう。

10

$V_{CE}I_C = P_{Cmax}$  は、図1-32の破線のような曲線を描き、この曲線と、 $V_{CEmax}$ ,  $I_{Cmax}$  の囲む図の斜線の領域で、トランジスタを使用

15

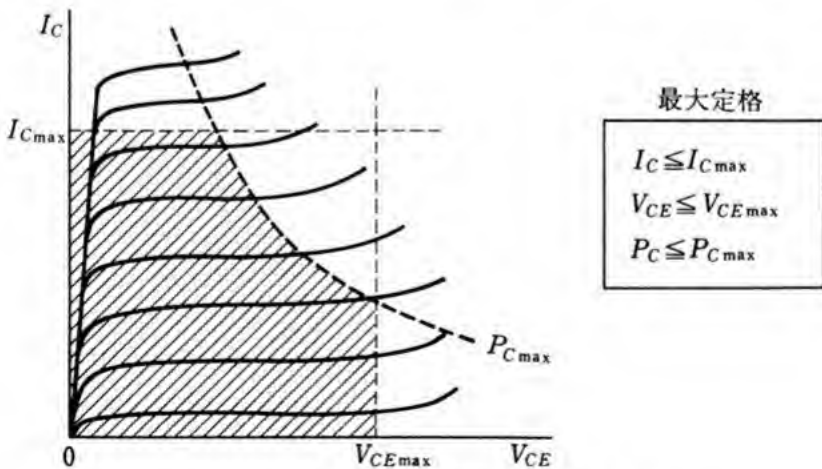


図 1-32 トランジスタを使用できる範囲

しなければならない。

## 6. 電界効果トランジスタ (FET) とその他の半導体素子

### (1) FET の構造と動作

5 今まで学んできたトランジスタのほかに、電界による電流の制御を動作原理とする電界効果トランジスタ (field-effect transistor, 略して FET) がある。

図 1-33 (a) のように、pn 接合を形成し、3つの端子をもつ素子を接合形 FET といい、D, S, G の3極を、それぞれドレイン、ソース、ゲートとよぶ。

10 図 (b) のように、ドレイン・ソース間に電圧を加えると、電流  $I_D$

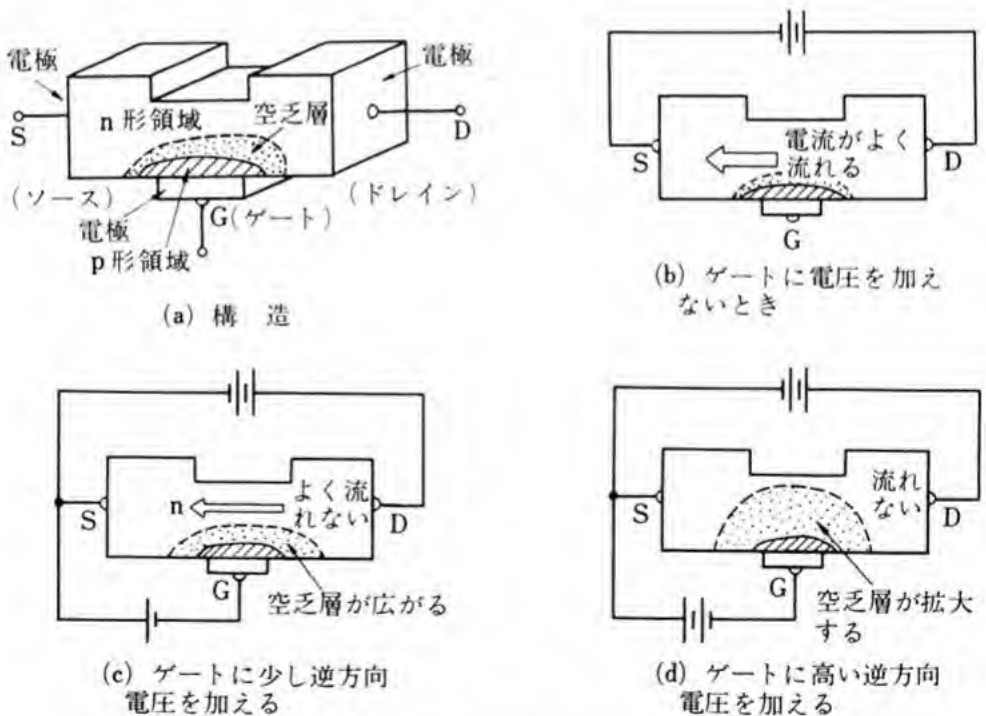


図 1-33 FET の構造とはたらき

① 今まで学んできたトランジスタと FET を区別するのに、前者をバイポーラトランジスタ、後者をユニポーラトランジスタとよぶ場合がある。

(ドレイン電流)が流れる。

このときゲート・ソース間のpn接合に逆方向電圧を加えると、図(c)に示したように、pn接合の空乏層が逆方向電圧によって広がり、 $I_D$ の通路(チャネルという)はせまくなるので、電流は流れにくくなる。したがって、ゲート・ソース間の逆方向電圧を大きくすると、 $I_D$ が減少することがわかる。

図(d)のようにゲート電圧が大きくなって、空乏層が $I_D$ の通路を完全にふさぐようになる電圧 $V_P$ をピンチオフ(pinchoff)電圧という。

図1-34のように、通路がn形半導体のときはn形チャネルFET、p形半導体のときはp形チャネルFETとよぶ。図の下部に、それぞれの図記号を示した。

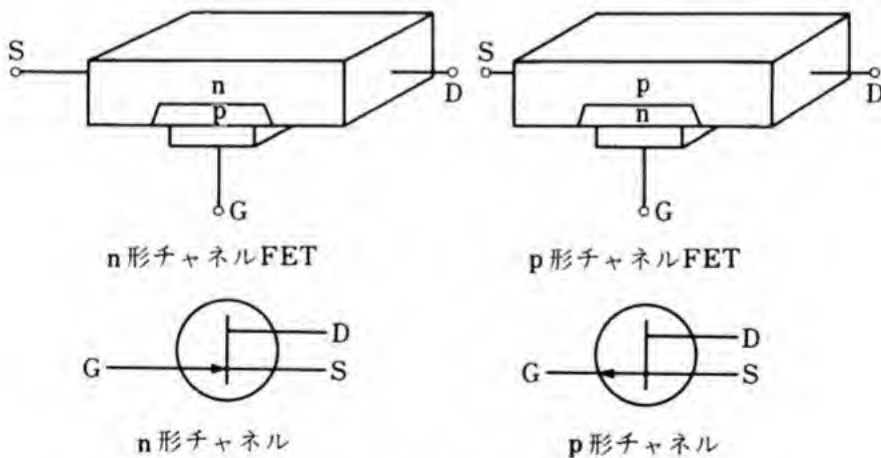


図 1-34 接合形FETと図記号

FETには接合形のほかに、半導体の表面に絶縁のよいごく薄い酸化絶縁膜をつくって、これに金属を蒸着してゲートとした構造の<sup>①</sup>

① 金属を真空中で加熱・溶解すると、金属が蒸発し、近くにあるものの表面に附着して薄い膜をつくること。

① MOS形がある。これは、ゲートとほかの電極との絶縁がよい。

MOS形FETには、ディプレッション形とエンハンスメント形がある。図1-35にその図記号を示す。ディプレッション形は、図1-36に示すように、ゲート・ソース間電圧を0にしても $I_D$ が流れる特性をもっているのに対し、エンハンスメント形は、ゲート・ソース間電圧が0の場合は、 $I_D$ が流れない特性をもっている。

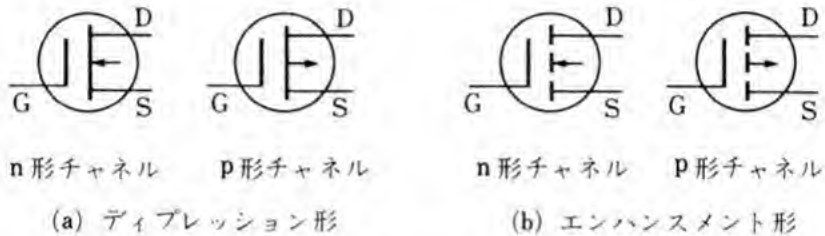


図1-35 MOS形FETの図記号

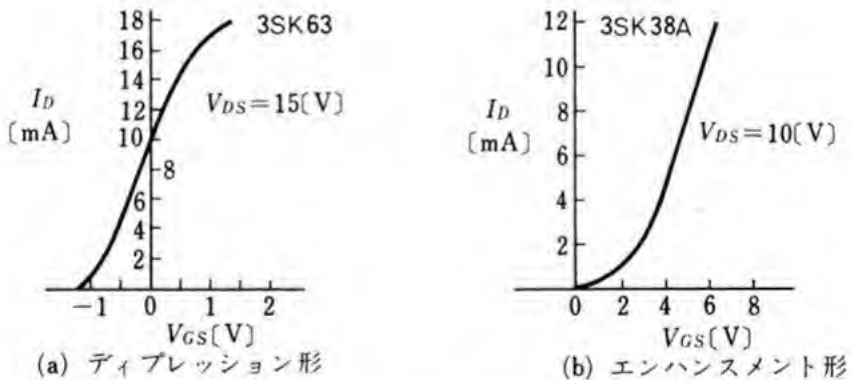


図1-36 MOS形FET (n形チャネル)の $V_{GS}$ と $I_D$ の関係

## (2) FETの $V_{DS}$ - $I_D$ 特性

図1-37は、接合形FETのゲート・ソース間逆方向電圧 $V_{GS}$ を一定として、ドレイン・ソース間電圧 $V_{DS}$ とドレイン電流 $I_D$ の

① MOSとは、ゲート部の構造が、金属(metal)、酸化膜(oxide)、半導体(semiconductor)からなるため、それぞれの頭文字をとったものである。

関係を示した  $V_{DS}-I_D$  特性である。

図でわかるように、FETは  $V_{GS}$  で  $I_D$  の大きさを変えることができる。このとき、ゲート・ソース間には pn 接合の逆方向電圧がかかっているため、ほとんど電流が流れない。MOS形 FET では、ゲートは酸化絶縁膜で絶縁されているため、この場合もゲートに電

5

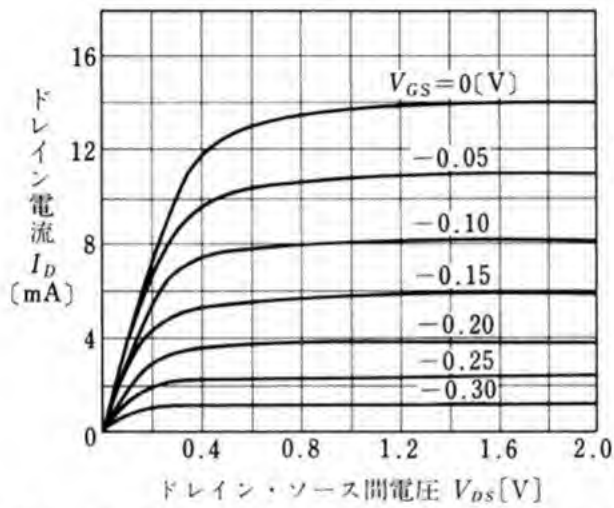


図 1-37 接合形 FET (2SK 190) の  $V_{DS}-I_D$  特性

例 トランジスタ → 2SC979A      電界効果トランジスタ(FET) → 2SJ17A

2	S	C	979	A
素子の種別 0: ホトトランジスタ 1: ダイオード 2: トランジスタまたは1つのゲートをもつFET 3: 2つのゲートをもつFET	半導体の意味 semiconductor の頭文字	用途を表示する A: 高周波用 } pnp形 B: 低周波用 } C: 高周波用 } npn形 D: 低周波用 } F: pゲートのサイリスタ (pnpn接合) G: nゲートのサイリスタ (npnp接合) J: p形チャネルFET K: n形チャネルFET	登録順番号 11から順につける	改良品種を示すもので、Aから順にKまでつける (Iは1とまぎらわしいのでぬく)。 A~Kのほか、各社で独自に決めた文字、たとえばⓂ、Ⓢなどを使うことがある。

図 1-38 ダイオード・トランジスタの表示法



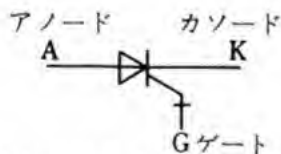
流が流れない。このように FET には、ゲートに電流を流さずに、ゲートの電圧でドレイン電流を制御できる特徴がある。

ダイオード・トランジスタの表示法は、図 1-38 のように JIS で決められている。

5 (3) サイリスタ・ホトトランジスタおよびその他の半導体素子

(a) サイリスタ サイリスタは pnpn 接合または npnp 接合という 4 層構造からなっており、アノード、カソード、ゲートの 3 つの端子をもっている。ゲート・カソード間に流す電流で、アノード・カソード間を流れる電流を制御でき、スイッチング素子や整流素子として利用されている（電子技術 I B 82 ページ参照）。図 1-39 (a) に図記号を示す。

(b) ホトトランジスタ いままで扱ってきた半導体素子は、入力が電圧または電流であり、出力もまた、電圧か電流であった。ホトトランジスタは、ベースの接合部に外部から光を当てると、コレクタ電流が変化する性質をもち、光の信号を電気信号に変換する素子である。図 1-39 (b) に図記号を示す。



(a) サイリスタの図記号



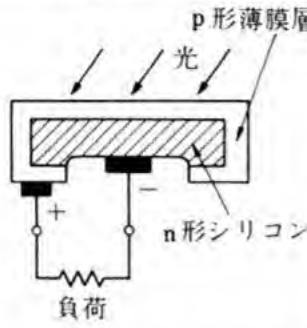
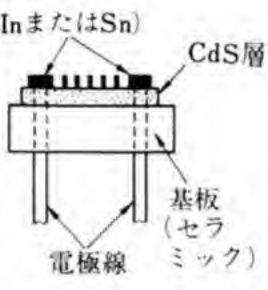
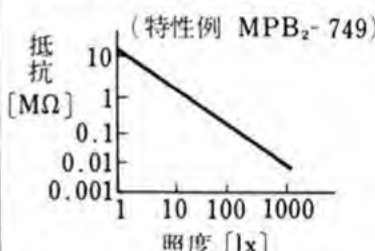
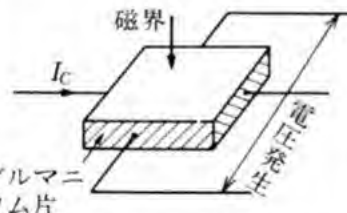
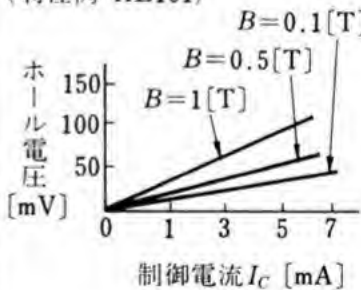
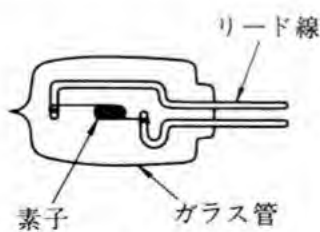
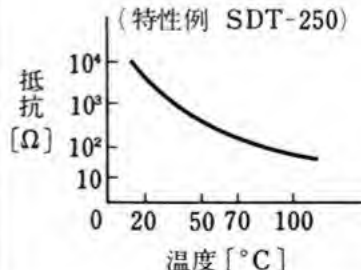
(b) ホトトランジスタの図記号

図 1-39 サイリスタとホトトランジスタの図記号

(c) その他の半導体素子 表 1-2 (42 ページ) に取り上げた半導体素子は、光や熱など、電気以外の入力を、電圧・電流の出力として取り出すことのできるものである。

20 問 5. ディプレッション形 FET と エンハンスメント形 FET について、 $V_{GS}$  と  $I_D$  の関係の違いを述べよ。

表 1-2 その他の半導体素子

名称と用途	構造	特性
<p>太陽電池 (solar battery)</p> <p>[太陽光発電装置として利用する。]</p>	 <p>p形薄膜層</p> <p>光</p> <p>n形シリコン</p> <p>負荷</p>	<p>光から電気への変換効率は、損失を差し引いて約10[%]程度である。</p> <p>(特性例 SS201)</p> <p>直径 22[mm]</p> <p>短絡電流 80[mA]</p> <p>開放電圧 0.55[V]</p> <p>出力電力 15[mW]</p>
<p>光導電セル (photoconductive cell)</p> <p>[露出計に利用する。]</p>	 <p>電極 (InまたはSn)</p> <p>CdS層</p> <p>基板 (セラミック)</p> <p>電極線</p>	<p>光の照射によって抵抗が変化する。</p> <p>利用にあたって外部に電源必要。</p> <p>(特性例 MPB<sub>2</sub>-749)</p>  <p>抵抗 [MΩ]</p> <p>照度 [lx]</p>
<p>ホール素子 (Hall device)</p> <p>[磁界や電流の検出に利用する。]</p>	 <p>磁界</p> <p><math>I_C</math></p> <p>電圧発生</p> <p>ゲルマニウム片</p> <p>ゲルマニウム片の4方向にリード線をつけ、電流の方向と直角に磁界を加えると電圧が発生する。</p>	<p>(特性例 HE101)</p>  <p>ホール電圧 [mV]</p> <p>制御電流 <math>I_C</math> [mA]</p> <p><math>B=0.1</math> [T]</p> <p><math>B=0.5</math> [T]</p> <p><math>B=1</math> [T]</p>
<p>サーミスタ (thermistor)</p> <p>[温度計に利用する。]</p>	 <p>リード線</p> <p>素子</p> <p>ガラス管</p> <p>素子は Ni, Co, Mn, Fe などの酸化物を混合焼結したものである。</p>	<p>(特性例 SDT-250)</p>  <p>抵抗 [Ω]</p> <p>温度 [°C]</p>

## 4. 集積回路

トランジスタと超小形の回路を、一括した工程で製作した半導体素子，すなわち集積回路が広く使われている。

ここでは，集積回路（以下 IC という）を理解するうえで，ごく基礎となる事からについて学ぶ。

### 1. IC の製造と分類

#### (1) IC の製造

IC は，半導体の表面や内部に，ダイオードやトランジスタ，抵抗などの部品を一体的につくり，回路のはたらきをさせる超小形の電子回路である。図 1-40 に，電子式卓上計算機に用いられている IC の例を示す。

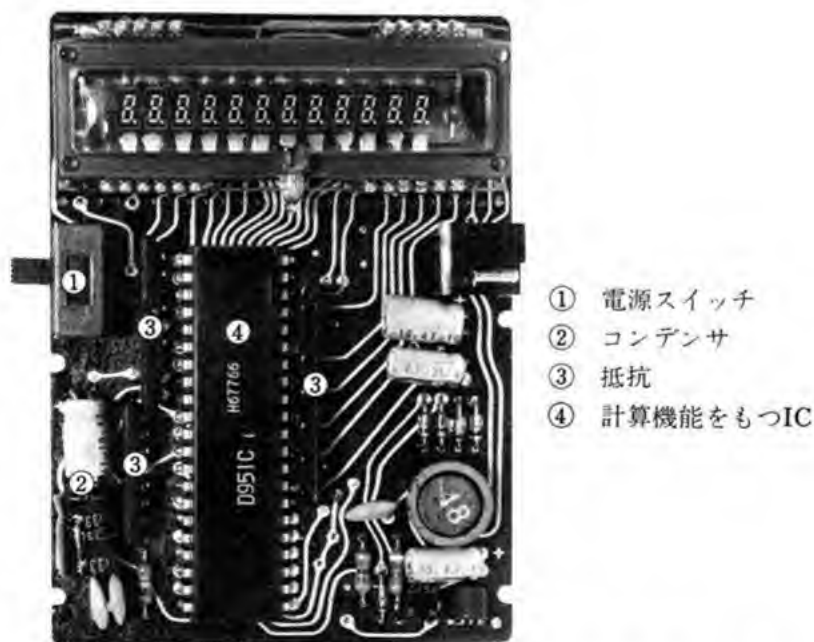


図 1-40 電子式卓上計算機に用いられている IC の例

(a) ICを構成する素子の形成 ICを構成するのは、トランジスタ・ダイオード・抵抗・コンデンサなどの素子である。これらの素子をつくるのに用いられるのがエピタキシャル<sup>①</sup>技術であり、その方法は次のようである。

図1-41(a)のように、石英チューブの外側から、内部のシリコンウェーハ(基板)を高周波加熱(1200°Cくらいの高温加熱)し、そこへけい素の化合物の蒸気(たとえば四塩化シリコン( $\text{SiCl}_4$ ))と水素( $\text{H}_2$ )を送る。すると図(b)のように、シリコンウェーハの高い温度のために、送り込んだ化合物がけい素(Si)と塩化水素(HCl)に分解し、けい素の原子はシリコンウェーハの上に積み重なって成長していく。<sup>10</sup>これをエピタキシャル成長といい、けい素が積み重なった部分を、エピタキシャル成長層という。

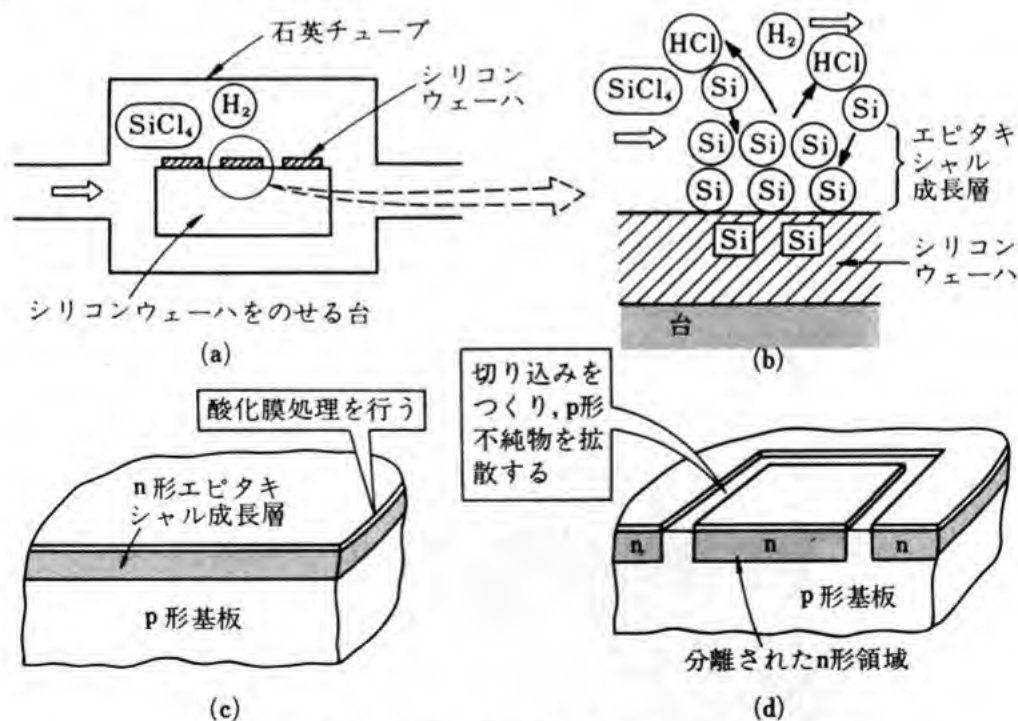


図1-41 エピタキシャル技術とp形・n形領域の分離

① エピタキシャルとは、“結晶軸に従って”という意味である。

送り込む化合物の蒸気の中に、三塩化りん ( $\text{PCl}_3$ ) や三臭化ほう素 ( $\text{BBr}_3$ ) などをほんのわずか混入すると、エピタキシャル成長層を n 形にしたり、p 形にしたりすることができる。

いま、図(c)のように、p 形の基板の上に、n 形のエピタキシャル成長を行い、その表面を酸化膜で処理する。次に、写真技術を利用して表面の酸化膜に切り込みをつくる。これを再び加熱 ( $1200^\circ\text{C}$  くらい) し、三臭化ほう素の蒸気の中を通すと、切り込みを入れた部分から、3価のほう素 (B) が n 形層に拡散して、図(d)のように n 形層を p 形層に変える。こうすることにより、分離された n 形領域を形成できる。形成された n 形領域の部分と p 形基板の部分に逆方向バイアスをかけることにより、この n 形領域を p 形基板から電気的にも分離できる。

この分離された n 形領域に、さらに p 形不純物を拡散させることにより、図 1-42 のように pn 接合ダイオードができる。

トランジスタは、ダイオードをつくった後にふたたび n 形不純物の拡散を行い、図 1-42 のように形成できる。

また、コンデンサは、pn 接合に逆方向バイアスをかけることで生ずる空乏層を利用してつくられる。

(b) IC の配線 (a) で述べたような方法によってつくられたトランジスタのエミッタ・ベース・コレクタ端子、抵抗、コンデンサ

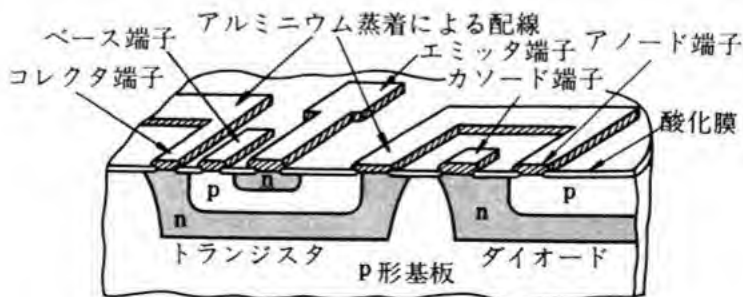


図 1-42 IC の断面例

などの端子は、一平面上に形成されている。このような構造をプレーナ構造<sup>①</sup>という。

プレーナ構造の IC の表面を酸化膜で覆い、写真技術により配線すべき部分の酸化膜を取り除く。次に、配線すべき部分にアルミニウムを蒸着させて、配線を行う (図 1-42)。

## (2) IC の分類

(a) 構造上の分類 IC を構造から分類すると、モノリシック IC とハイブリッド IC になる。

モノリシックは、mono プラス lithic、つまり“1つの石”という意味をもち、全体の回路がごく小さいけい素基板(チップ)からできている。これに対し、ハイブリッドは hybrid、つまり“混成”という意味をもち、トランジスタはけい素だが、抵抗や

表 1-3

	モノリシック IC	ハイブリッド IC
分類	バイポーラ IC MOS IC	厚膜 IC* 薄膜 IC*
構造	1つのけい素片からつくる	いろいろな素子を組み合わせてつくる
利点	小形である (軽量高密度)	高精度である 多品種回路素子からなる 超高周波でも使用可能 大電力可能
欠点	抵抗、容量の値に限界があり、 高精度ではない	高価である 集積度が小さい 量産できない

\* 厚膜 IC は印刷で、薄膜 IC は蒸着でつくる。  
厚膜 IC は金・パラジウム・金属酸化物・ガラスの粉などを練り合わせて溶かし、アルミナの基板の上に印刷して、これを 700~900 [°C] くらいの高温で加熱する。

① プレーナとは、平らという意味である。



コンデンサや配線に相当する部分は別の材料で構成されている。

モノリシック IC とハイブリッド IC の特徴は、表 1-3 のようである。

(b) 集積度による分類 IC は、組み込まれている素子の数（集積度）によって、次のように分類される。

① IC 素子数は約  $1 \sim 10^2$  個

② LSI (large scale integrated circuit, 大規模集積回路)

素子数は約  $10^3 \sim 10^5$  個

③ VLSI (very large scale integrated circuit, 超大規模集積回路)

素子数は約  $10^5$  個以上

IC の集積度は、技術の進歩に伴って年とともに高くなり、図 1-43 のように変化してきた。

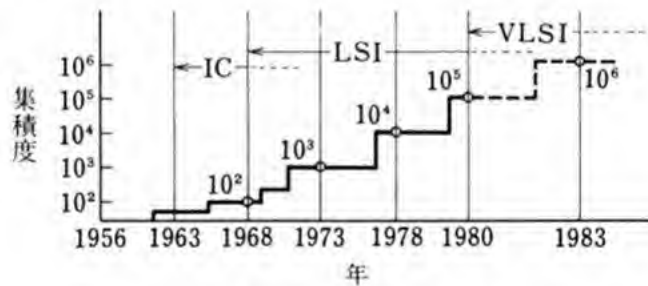


図 1-43 集積度の変化

## 2. IC の利点と欠点

IC と、個々のトランジスタや抵抗を使ってつくられた回路を比較すると、次のような利点や欠点がある。

### (a) IC の利点

① 小形，軽量である。

② モノリシック IC は，大量生産ができ，安価である。

③ 特性のよくそろったトランジスタができる。

1つのチップ上に、集積化されたすべてのトランジスタが、同一工程で、同時に生産される。

- ④ はんだ付け箇所が少なく、故障が少ない。

IC を用いた回路の故障は、使い方を誤る場合を除けば、大部分が IC と外部との配線の接続に原因があり、IC 自体の故障は少ないといわれている。

- ⑤ 振動に強い。
- ⑥ 消費電力が小さい。

(b) IC の欠点

- ① 熱に弱い。

動作温度がおおよそ  $-30 \sim +80$  [°C] 前後なので、大きい電力を扱う場合は放熱器を IC につけたり、装置全体に風を送り込んだりする必要はある。

- ② コイルはモノリシック IC 化がむずかしい。

IC は、同一平面上にトランジスタ・抵抗・容量が構成される素子であるから、立体的構造をしているコイルのようなものはモノリシック IC 化ができない。どうしても IC 化したい場合は、ハイブリッド IC にする。

表 1-4

- ③ 容量の大きいコンデンサは IC 化が困難である。  
コンデンサ・抵抗・トランジスタの面積比について、表

構成素子	相対面積比
トランジスタ (ダイオードも含む)	1
抵抗 [1kΩ]	2
コンデンサ [10pF]	3

1-4 に示した関係があり、コンデンサの面積は大きいので、容量の大きいコンデンサは IC 化が困難である。

問 6. エピタキシャル成長とは何か。

## 5. 電 子 管

真空管や放電管は電子管といわれる。真空管には、陽極と陰極からなる二極管や、さらに電子の流れを制御するはたらきをする制御格子をもつ三極管などがあり、特殊な用途に使われている。

5     ここでは、真空管の構造やはたらき・特徴などについて学ぶ。

### 1. 真 空 管

物質中の電子や原子の速度は温度によって変わり、温度が高くなるに従って増大する。そして、一定以上の高温になると、ついには障壁を突き破って、あたかも水が蒸発するように空間に飛び出す。

10    このように、高温に熱せられた固体から電子が放出される現象を熱電子放出という(図1-44(a))。

電子は、質量がひじょうに小さいわりに大きな電気量をもっている。そのため、電界や磁界の影響を受けやすく、加速(または減速)したり、進路を曲げたりしやすい。熱電子放出させた電子を制御す

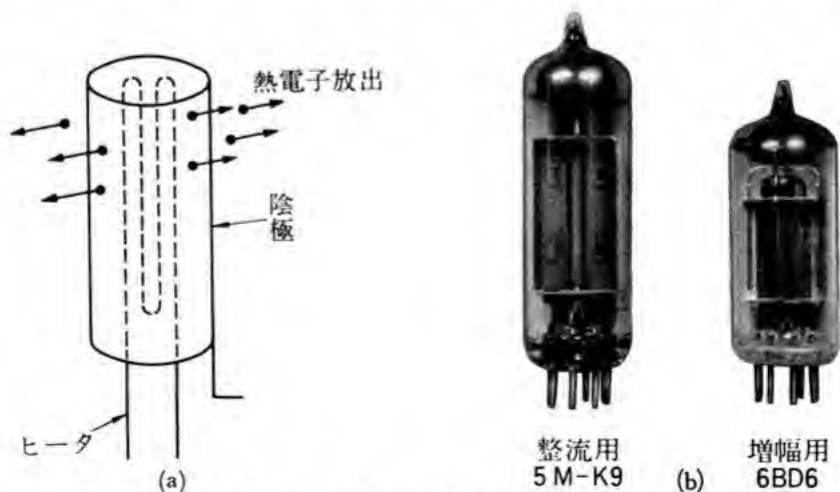


図 1-44 熱電子放出と真空管の例

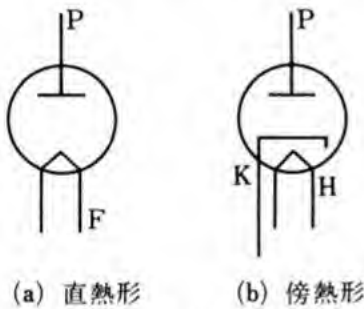
ることによって、整流や増幅などのはたらきをさせるようにしたものが図1-44(b)のような真空管である。

## 2. 二 極 管

真空容器中に陽極と陰極を封じ込んだものが二極管であり、図記号を図1-45に示す。

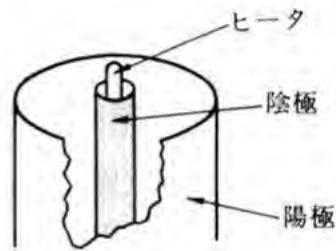
5

図1-46は傍熱形二極管の構造の例である。電極はガラスまたは金属の容器で封じてあり、内部は真空になっていて、陽極 (plate または anode, 記号 P)、陰極 (cathode, 記号 K)、ヒータ (heater, 記号 H) で構成されている<sup>①</sup>。



(a) 直熱形 (b) 傍熱形

図 1-45 二極管の図記号



10

図 1-46 二極管の構造 (電極部分)

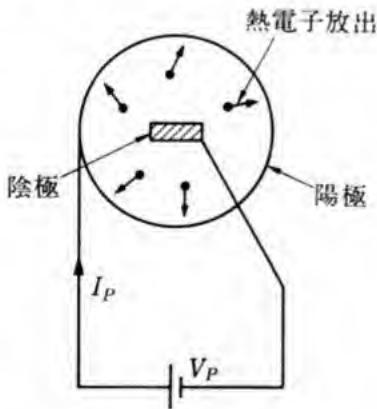


図 1-47 熱電子放出

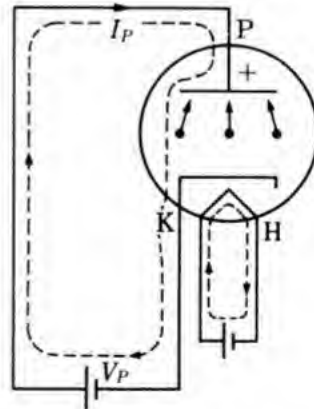


図 1-48 陽極電流

① 直熱形は陰極とヒータの両方のはたらきをするフィラメント (filament, 記号 F) と、陽極から構成されている。

ヒータによって加熱された陰極からは、熱電子が放出される（図1-47）。図1-48のように、陽極が陰極より電位が高くなるように外部に電源を接続すると、陰極から放出された電子は陽極に引き寄せられ、矢印の方向に電流  $I_P$  が流れる。この  $I_P$  を陽極電流という。

5 また、図1-49は、二極管の特性曲線を示したものであり、陰極をある一定の温度に保って、陽極電圧 ( $V_P$ ) をしだいに大きくしていくと、 $I_P$  ははじめ増加するが、  
10 ある大ききで飽和するようすを示している。

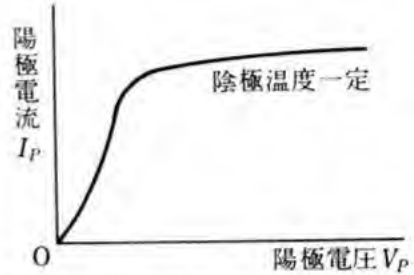


図 1-49 二極管の  $V_P$  と  $I_P$  の関係

### 3. 三 極 管

陰極と陽極の間に制御格子 (control grid, 記号 G) をもつものを三極管といい、図記号と傍熱形の構造を図1-50に示す。

15 制御格子は、ニッケルやモリブデンなどの細い線条を網状にして、他の電極とは絶縁して配置し、ふつう、陰極に対して負の電圧 (格子電圧) を与えて使用する。この格子電圧を変化させれば、陽極電

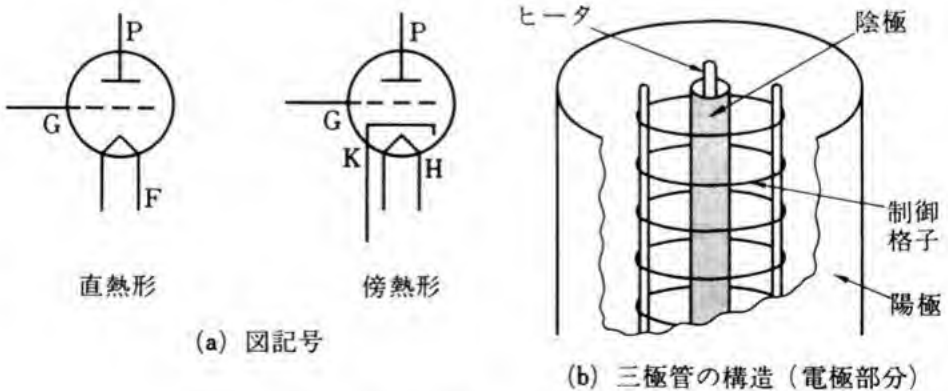
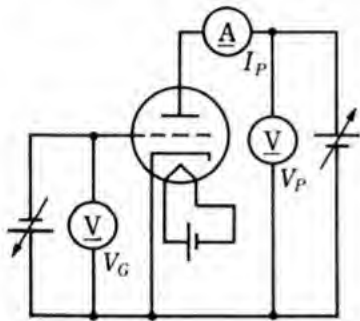


図 1-50 三極管の図記号と構造

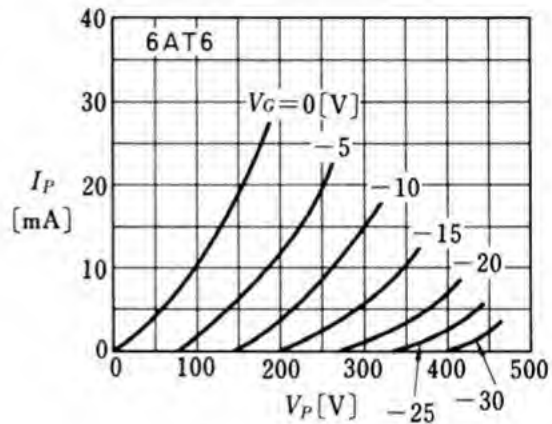
流を制御することができる。図1-51(a)の三極管の測定回路において、格子電圧  $V_G$  をある一定値に保って、陽極電圧  $V_P$  を0からしだいに増加させると、陽極電流  $I_P$  は、図(b)のように変化する。

図(b)のような曲線を  $V_P-I_P$  特性曲線といい、三極管を使用するうえで重要なものである。

5



(a) 測定回路



(b)  $V_P-I_P$  特性

図1-51 三極管の測定回路と  $V_P-I_P$  特性

三極管は、用途が広く便利ではあるが、陽極と制御格子との間の静電容量が大きいため、高い周波数が扱いにくいなどの欠点がある。そのため、さらに性能をあげる目的でつくられた、四極管・五極管などがある。

### 真空管とトランジスタ

10

トランジスタは、真空管のもつ基本的なはたらきをすべて行うことができるので、さまざまな部門で真空管と置き換えられた。

しかし、現在つくることができるトランジスタの最大電力が、数百[W]程度であるのに比べ、真空管では、100[kW]以上の電力を扱うことができるため、真空管は放送用の送信管・電力増幅管などに活用されている。

15



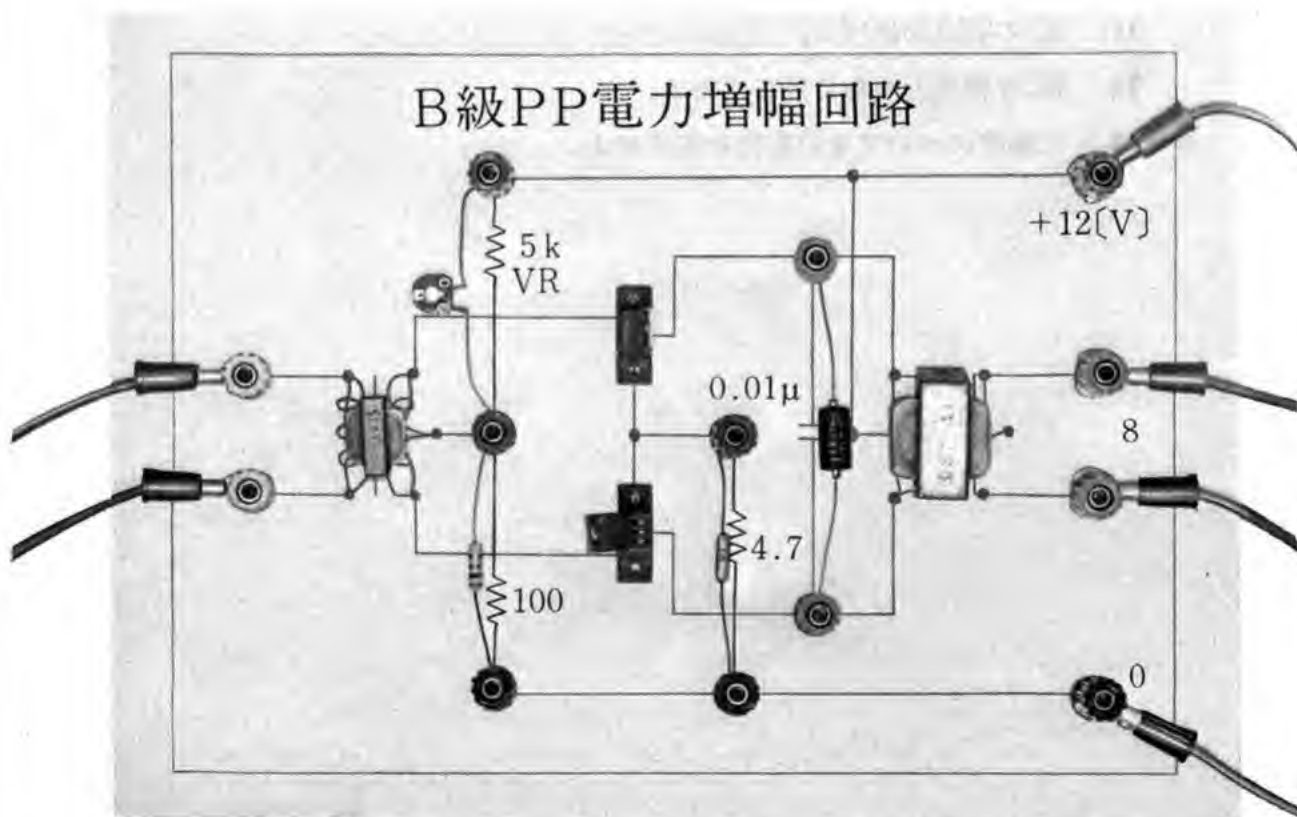
## 問 題

1. 半導体は、導体や絶縁体に比べてどのような特長があるか、そのおもなものについて述べよ。
2. 自由電子と正孔のふるまいを、真性半導体を例にあげて説明せよ。
- 5 3. p形半導体とはなにか。n形半導体とはなにか。
4. 多数キャリアと少数キャリアについて説明せよ。
5. ドリフト・拡散・再結合の3つの現象を説明せよ。
6. pn接合ダイオードには、どのような性質があるか。
7. キャリヤの注入とはどういうことか。
- 10 8. ダイオードの種類とそれぞれのはたらきについて簡単に述べよ。
9. 図1-30において、 $I_B=30[\mu\text{A}]$ のときの直流電流増幅率はいくらか。
10. FETは、バイポーラトランジスタと比べてどのような特長があるか。
11. ICの利点をあげよ。
12. ICを構造上から分類してみよ。
- 15 13. 二極管についてその動作を説明せよ。

## 増幅回路

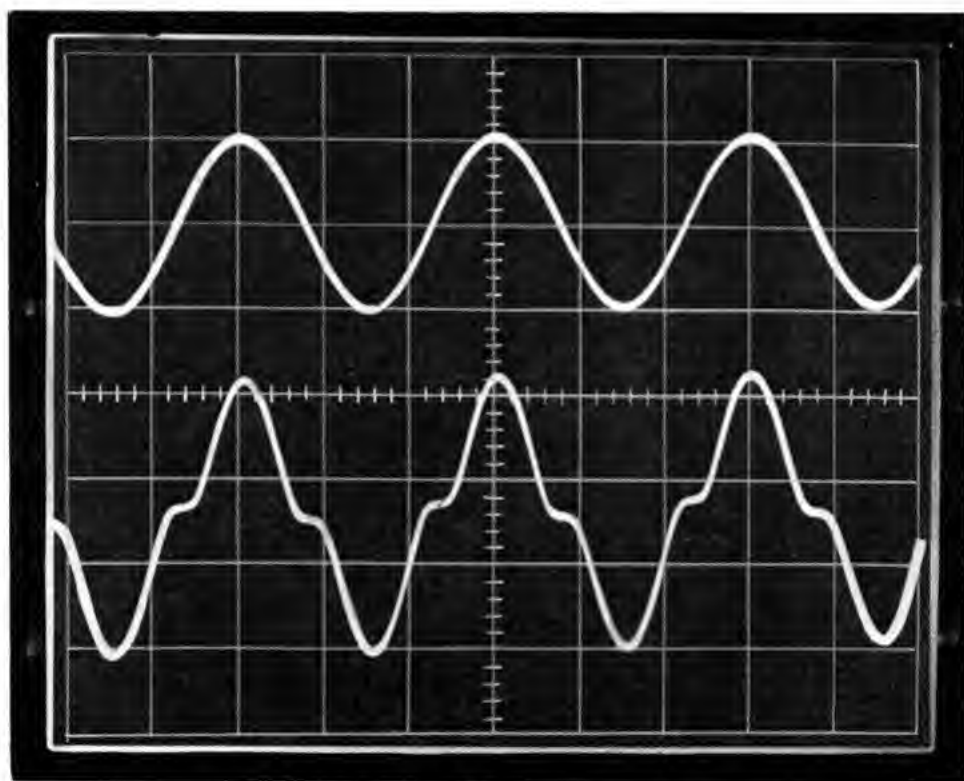
増幅回路は、あらゆる電子回路の基礎となるもので、各種の電子機器・装置などの重要な動作の一部門を占めている。

増幅回路にはいろいろあるが、取り扱う周波数範囲によって低周波増幅回路・高周波増幅回路、また、取り扱う信号の大きさによって小信号増幅回路・大信号増幅回路（電力増幅回路）などに分類される。



実験用B級PP(プッシュプル)電力増幅回路の例(127ページ参照)

この章では、主としてトランジスタを用いた低周波増幅回路と高周波増幅回路について、基本的な動作と回路の特徴・種類などについて学び、ついで最近広く利用されるようになったFET回路・IC回路についてもその概要を学ぶことにする。



B級PP(プッシュプル)電力増幅回路入力(上), 出力(下)波形の一例  
(123ページ参照)

## 1. 増幅回路の基礎

トランジスタの電流増幅作用によって、電圧増幅や電力増幅が行われる。これらの増幅の動作を調べるのに、特性曲線や等価回路などが用いられる。ここでは、これらを含め、増幅に関する基礎的な事項について学ぶ。

5

### 1. 増幅の原理

① 入力信号の振幅を拡大して、振幅の大きい出力信号を得ることを増幅 (amplification) といい、増幅を行う回路を増幅回路、増幅回路をもった装置を増幅器という。

#### (1) 増幅

10

“信号を増幅する” ということは、信号そのものが大きくなると

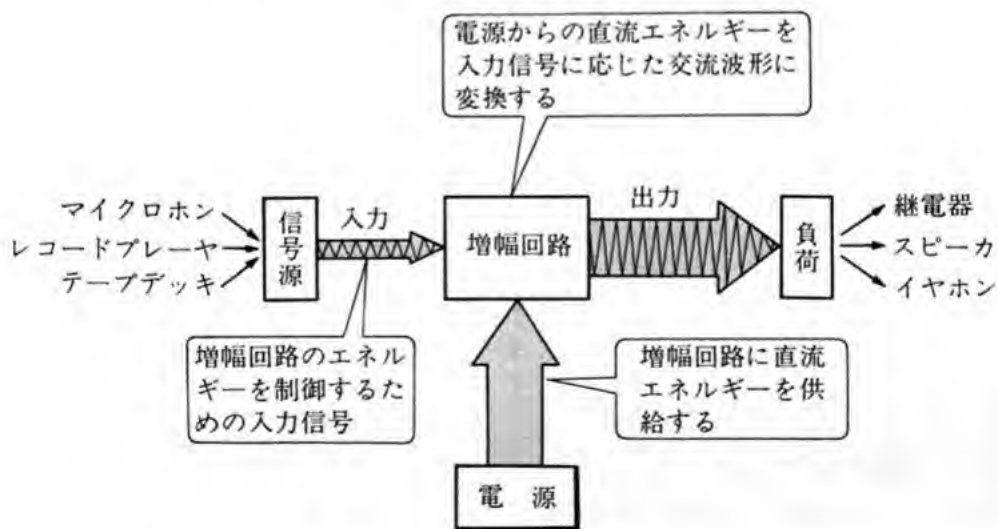


図 2-1 増幅の原理図

① ここでいう信号とは、音声などの交流電圧・電流および電力のことである。

ということではない。実際の増幅回路では、図2-1に示すように、電源から供給されるエネルギー（直流電力）を小さい入力信号によって制御し、大きい出力信号（交流電力）の形に変換して取り出しているのである。

- 5 増幅回路の入出力信号として、振幅の小さい電圧・電流を取り扱う回路を小信号増幅回路といい、スピーカをならしたり継電器を動作させるために、大きい電力を取り扱う回路を大信号増幅回路または電力増幅回路という。

図2-2は、家庭で使われている音声増幅器（オーディオアンプ）の例で、信号源としてのレコードプレーヤの出力（10[mV]程度）はきわめて小さいので、これをある一定の大きさ（約1[V]）まで増幅する。この部分が小信号増幅器で、前置増幅器（プリアンプ）ともいわれる。

この信号をさらにスピーカをならすのに必要な電力（10[W]程度）まで増幅するのが電力増幅器で、主増幅器（メインアンプ）ともいわれる。このような信号出力を得るために、電源部から前置増幅器には約100[mW]、主増幅器には約15[W]の直流電力がそれぞれ供給されている。

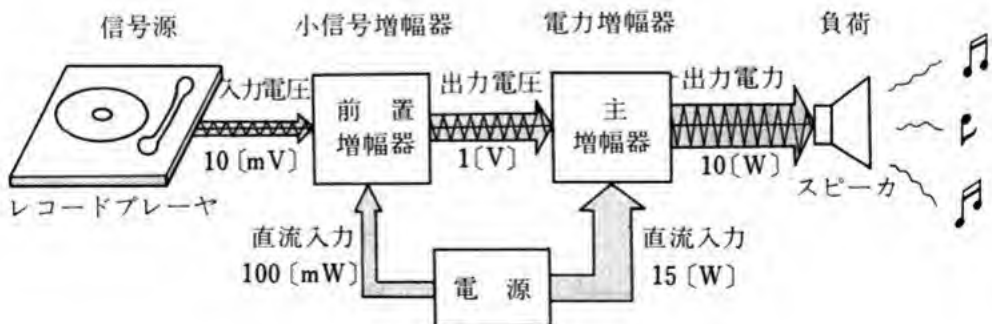


図2-2 増幅回路の例

一般に、電源部から供給された直流入力電力はすべて交流出力電力とはならず、一部は回路の中で熱となる。

(2) 電流増幅作用

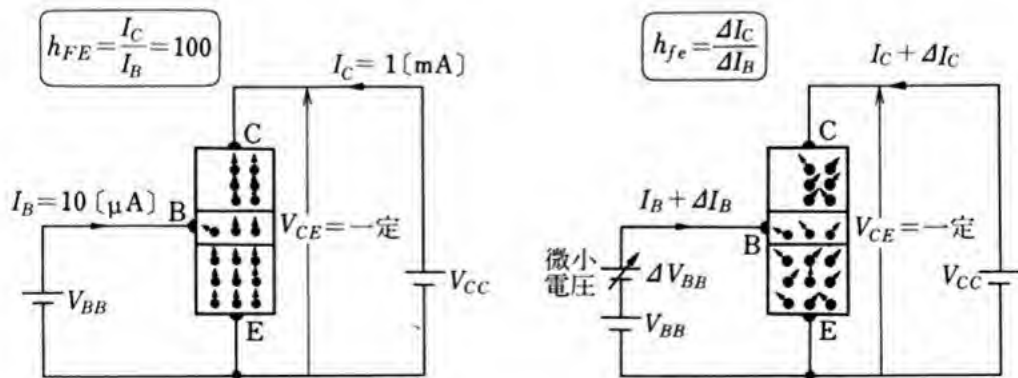
すでに第1章で学んだように、トランジスタは小さいベース電流で、大きいコレクタ電流を制御することができる。この電流増幅作用について、もう一度調べてみる。

(a) 電流増幅率 図2-3(a)の回路で、エミッタ接地電流増幅率  $h_{FE}$  は、コレクタ電流  $I_C$  とベース電流  $I_B$  との比により、

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad (2-1)$$

とあらわされる。式(2-1)は、 $I_B$  が  $h_{FE}$  倍に増幅されて  $I_C$  になることをあらわしている。

次に、図(b)の回路のように、 $V_{CE}$  を一定にしてベースに微小電圧  $\Delta V_{BB}$  を  $V_{BB}$  に直列に加えた場合を考えてみよう。微小電圧  $\Delta V_{BB}$  を加えると、ベース電流が微小な量  $\Delta I_B$  だけ変化する。このとき、コレクタ電流も微小な量  $\Delta I_C$  変化したとすると、 $\Delta I_C$  と  $\Delta I_B$  との比を次のようにあらわす。



(a) 直流動作

(b) 微小電圧動作

図2-3 電流増幅作用

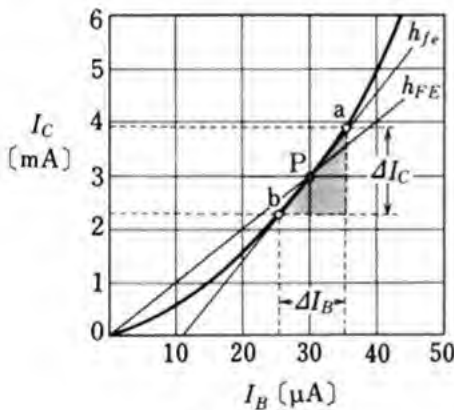


$$h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad (2-2)$$

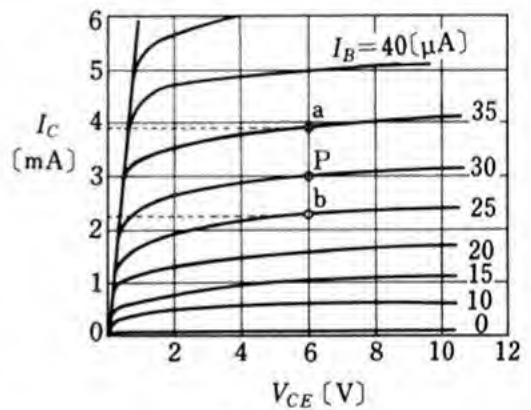
$h_{fe}$  は、電流の微小変化分に対する増幅率をあらわしたものであり、小信号電流増幅率といわれる。

(b)  $h_{FE}$  と  $h_{fe}$  の関係  $I_B$  と  $I_C$  との関係は、図 2-4(a) の  $I_B - I_C$  特性曲線に示すように一般に直線にはならない。また、図(b)の  $V_{CE} - I_C$  特性曲線では、 $I_B$  は一定間隔であるが、特性曲線の間隔は、 $I_B$  の増加とともにだんだん広がっていることがわかる。

$h_{FE}$  は、 $I_B - I_C$  特性曲線上のある 1 点における  $I_C$  と  $I_B$  との比をあらわしたものであるが、 $h_{fe}$  は  $I_B$  のある微小な変化が  $I_C$  のいくらの変化になるかをあらわしている。



(a)  $I_B - I_C$  特性



(b)  $V_{CE} - I_C$  特性

図 2-4  $h_{FE}$  と  $h_{fe}$

<例題 1>

図 2-4(b) の  $V_{CE} - I_C$  特性曲線において、P 点の  $h_{FE}$  の値と、ab 間の  $h_{fe}$  の値を求めよ。

**解** P 点の  $h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{3 \times 10^{-3}}{30 \times 10^{-6}} = 100$

ab 間の  $h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{(3.8 - 2.3) \times 10^{-3}}{(35 - 25) \times 10^{-6}} = 150$

例題1からわかるように、 $h_{FE}$  と  $h_{fe}$  の値は、一般に同じではない。

### (3) 直流と交流の分離

直流電流増幅率  $h_{FE}$  と、電流の微小変化分に対する電流増幅率 (小信号電流増幅率)  $h_{fe}$  とは、その値が異なるため、直流分と微小変化分を分けて考えることができれば便利である。

ここで、本章で使う電圧や電流などの記号を、大文字・小文字の区別、添字の扱いについて原則として次のように決めておく。

$V_{BE}, V_{CE}, I_B, I_C, \dots$	直流分の電圧・電流	
$v_i, v_o, i_b, i_c, \dots$	交流分の電圧・電流の瞬時値	
$v_{BE}, v_{CE}, i_B, i_C, \dots$	直流分と交流分を含む電圧・電流の瞬時値	10
$V_i, V_o, I_i, I_o, \dots$	交流分の電圧・電流の実効値	
$V_{im}, V_{om}, I_{im}, I_{om}, \dots$	交流分の電圧・電流の最大値	

図2-5(a)の直流回路では トランジスタのベースには直流電流  $I_B$ 、コレクタには直流電流  $I_C$  が流れている。この回路のベースに、微小変化分として図(b)のように、直流電圧  $V_{BB}$  に比べて振幅の小さな交流電圧  $v_b$  を加えてみよう。

すると、加えられた電圧  $v_b$  の大きさに応じて、ベース電流  $i_b$  が変化する。また、コレクタ電流  $i_c$  もベース電流の変化に応じて変化する。この様子を、トランジスタの各部の波形でみると、図2-6のようになる。

このように、トランジスタの各部の波形は、直流分と交流分の和としてあらわすことができる。また、回路のほうも同じで、直流と交流を含んでいる回路は、直流だけの回路と交流だけの回路に分けて考えることができる。回路の直流分の電圧・電流の値は、直流だけの回路から計算することができる。また、交流分については、交

5

10

15

20

25

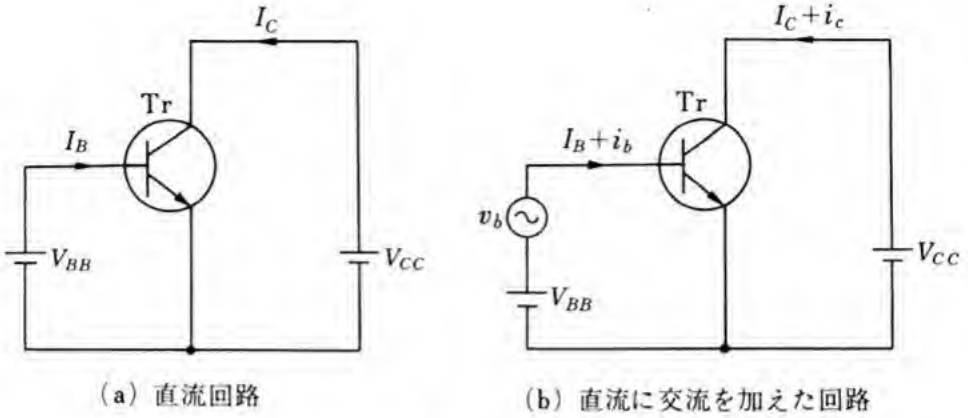


図 2-5 直流回路と直流に交流を加えた回路

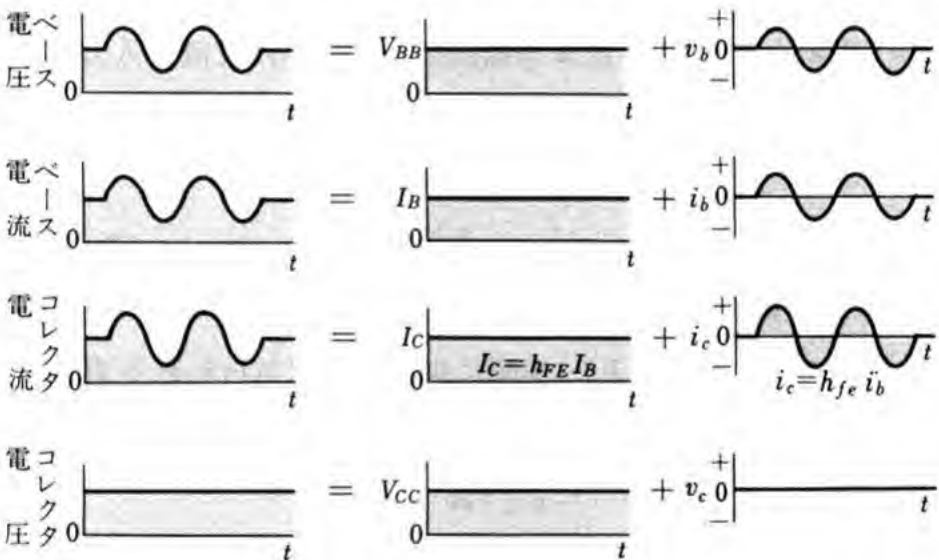


図 2-6 各部の波形

流だけの回路から計算することができる。これらの計算方法については、次節以降で学ぶこととする。

## 2. 基本増幅回路

トランジスタのベースに交流電圧を加えることにより、コレクタには交流分を含む電流が流れることがわかったが、このままではコレクタ側の電圧には交流分が含まれていないため、交流分の電圧や

電力を取り出すことはできない。

図2-7は、コレクタに抵抗  $R_L$  を接続した回路で、 $R_L$  の両端から交流の出力電圧を取り出すことができる。この回路を基本増幅回路とよぶことにする。

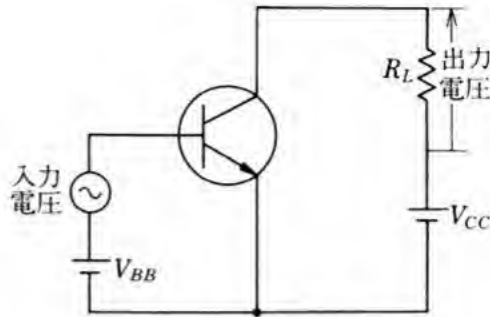


図 2-7 基本増幅回路

(1) 動作原理

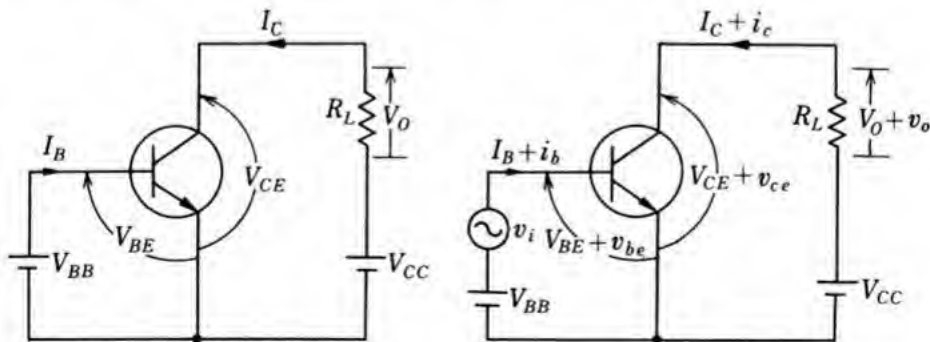
図2-8(a)のように、基本増幅回路のベースに交流の入力電圧を加えないときには、トランジスタには直流の電圧・電流だけが与えられている。このとき、抵抗  $R_L$  の両端には、

$$V_o = -I_C R_L \quad (2-3)$$

の直流の出力電圧が出ている。式(2-3)に負の符号をつけるのは、図2-8(a)の  $V_o$  の向きと、実際に抵抗  $R_L$  にあらわれる直流の出力電圧の向きが逆になるためである。また、コレクタ電圧  $V_{CE}$  は、

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_L$$

となるから、電源電圧  $V_{CC}$  より  $R_L$  の電圧だけ低下する。



(a) 直流回路

(b) 直流に交流を加えた回路

図 2-8 基本増幅回路の動作

次に、図 (b) のように、ベースに交流の入力電圧  $v_i$  を加えると、すでに学んだように、ベース電流、コレクタ電流にも交流分  $i_b$ ,  $i_c$  があらわれる。このとき、抵抗  $R_L$  の両端には、

$$V_o + v_o = -(I_C + i_c)R_L$$

5 という直流と交流の出力電圧が出ている。したがって交流の出力電圧  $v_o$  だけを考えると、

$$v_o = -i_c R_L \quad (2-4)$$

① となる。 $v_o$  の大きさは、抵抗  $R_L$  の値を大きくすることにより、ベースに加えられた交流の入力電圧  $v_i$  の大きさより大きくすることが  
10 ができるため、この基本増幅回路は電圧も増幅できる。

また、交流の電力に着目してみると、抵抗  $R_L$  で消費される交流の出力電力  $p_o$  は、

$$p_o = i_c^2 R_L = \frac{v_o^2}{R_L} = |v_o i_c| \quad (2-5)$$

15 である。一方、交流の入力電力  $p_i$  は、

$$p_i = v_i i_b \quad (2-6)$$

であり、 $v_o$  の大きさは  $v_i$  より大きくでき、また、 $i_c$  も  $i_b$  に比べて大きい。したがって  $p_o > p_i$  となり、電力を増幅することもできる。

このようにして、コレクタ側に抵抗を接続することにより、交流の電圧・電力を増幅することができる。電圧・電力を増幅するため  
20 に接続された抵抗  $R_L$  を、**負荷抵抗** という。

## (2) 各部の波形

基本増幅回路の動作原理からわかるように、トランジスタの各部の電圧・電流は、直流と交流の和となっている。

したがって、各部の電圧・電流の波形は、図 2-9 に示すように

① 式 (2-4) に負の符号がついているのは、 $v_o$  と  $i_c$  の位相が  $180^\circ$  異なることを意味している。

なる。出力電圧  $v_o$  は、入力電圧  $v_i$  に対して、位相が反転している。

回路についても、図2-10のように、直流だけの回路と交流だけの回路とに分けて考えることができる。

実際には交流だけの回路は、ベース・エミッタ間の pn 接合に電位障壁があるため動作しない。そこで図2-7のように、これに直

5

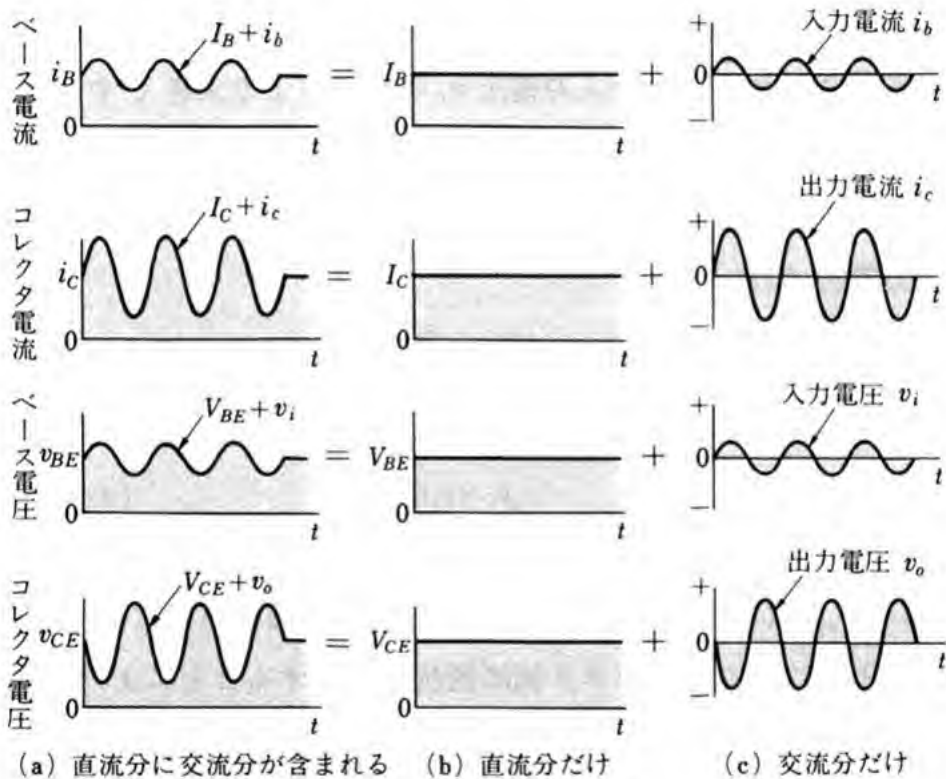


図 2-9 各部の電圧・電流の波形

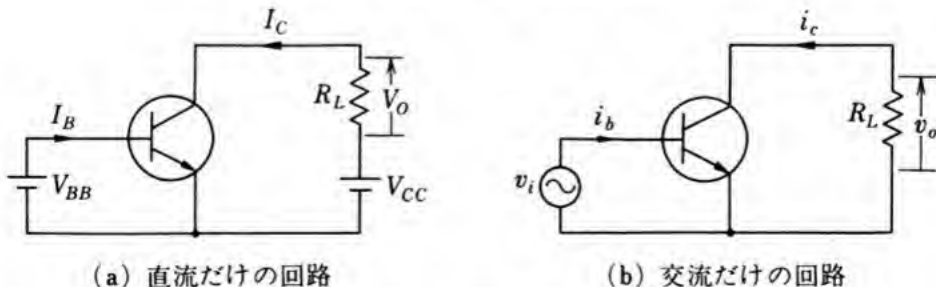


図 2-10 基本増幅回路の分離



### (3) トランジスタのバイアス

トランジスタは、図2-9に示したように、直流分を中心にして交流分が重なって動作しているが、中心となっている直流電圧・直流電流をトランジスタのバイアス電圧およびバイアス電流といい、また単にバイアス (bias) ともいう。

バイアスは、トランジスタをはたらかせるために重要であり、このバイアスが適正でない場合は、出力波形がひずむなど、正常な増幅作用が行われなことがある。

図2-11 (a)は、適正なバイアス  $I_{B1}$ ,  $I_{C1}$  が与えられている場合で、出力電圧・電流の波形にはひずみがない。図 (b)はベースの直流電圧  $V_{BB2}$  を、図 (a) の  $V_{BB1}$  より小さくし、バイアス電流  $I_{B2}$ ,  $I_{C2}$  を図 (a) のバイアスよりも少なくした場合で、図 (a) と同じ大きさの入力電圧を加えても出力電圧・電流の波形は図のようにひずんでしまう。

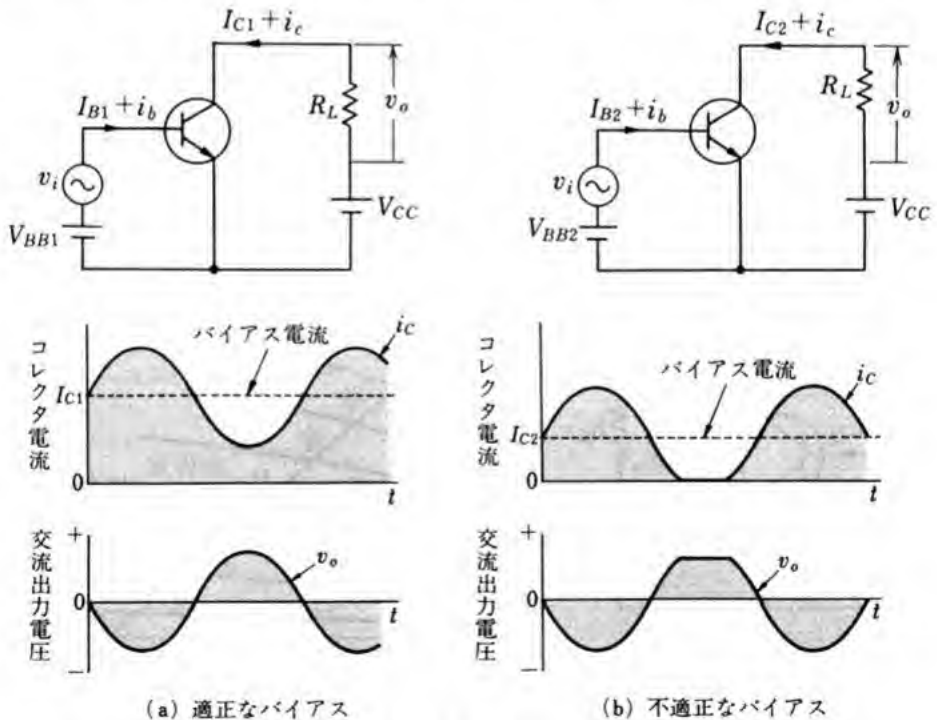


図 2-11 適正なバイアスと不適正なバイアスによる波形

(4) 動 特 性

トランジスタに負荷をつないだときの特性を動特性という。

図2-12(a)の基本増幅回路において、直流分だけを考えると、コレクタ電圧  $V_{CE}$  は、

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_L \quad (2-7) \quad 5$$

となる。式(2-7)の  $V_{CE}$  と  $I_C$  の関係を図(b)のトランジスタの  $V_{CE} - I_C$  特性曲線上にかくと、A点 ( $I_C = V_{CC}/R_L, V_{CE} = 0$ ) とB点 ( $I_C = 0, V_{CE} = V_{CC}$ ) を結ぶ直線となる。この直線ABの傾きは、負荷抵抗  $R_L$  によって決まるものであるから、**負荷線**といわれている。トランジスタのコレクタ電圧・コレクタ電流の値は、いつもこの負荷線上のどこかの点にあることになる。 10

入力信号  $v_i$  を加えないときの直流電圧・電流の値の負荷線上の位置 ( $V_{CQ}, I_{CQ}$ ) を**動作点**という。したがって、バイアス電圧・電流は、動作点の直流電圧・電流のことである。動作点は大きい振幅の信号をひずみなく増幅するために、図(b)のように負荷線のほぼ中央(P点)にくるように定めればよい。もし、動作点をP'のように、中央からはずれた位置に定めた場合は、図2-11(b)に示したよ 15

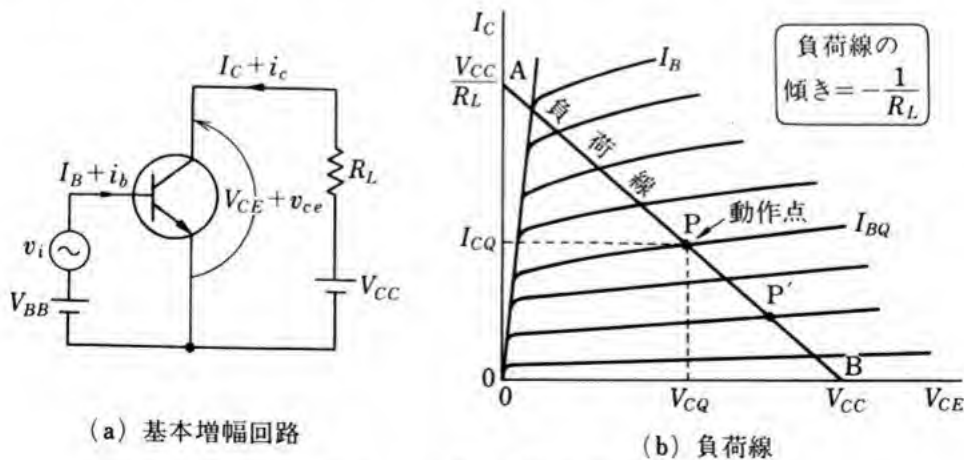


図2-12 負荷線と動作点

うなひずみを生ずる。

<例題 2>

基本増幅回路において、入力電圧  $v_i$  の振幅を 10 [mV]、電源電圧  $V_{CC}=12$  [V]、負荷抵抗  $R_L=4$  [k $\Omega$ ] としたときの動特性の一例を示せ。

ただし、特性曲線は図 2-13 に示すものとする。

**解** 負荷線を求めるには、図 (b) の  $V_{CE}-I_C$  特性曲線上の  $I_C=V_{CC}/R_L=3$  [mA] の A 点と、 $V_{CE}=V_{CC}=12$  [V] の B 点とを結べばよい。動作点 P を負荷線 AB の中央に選ぶとすれば、動作点の位置は図から、 $V_{CE}=6$  [V]、 $I_C=1.5$  [mA]、 $I_B=15$  [ $\mu$ A] となる。

また、 $v_i$  の振幅が 10 [mV] であると、図 (a) の  $V_{BE}-I_B$  特性から、ベース電流は 15 [ $\mu$ A] を中心にして  $\pm 5$  [ $\mu$ A] 変化する。

したがって、コレクタ電流は負荷線上の  $P_1$  と  $P_2$  との間で  $\pm 0.5$  [mA] の変化となり、出力電圧  $v_o$  は振幅が 2 [V] となる。

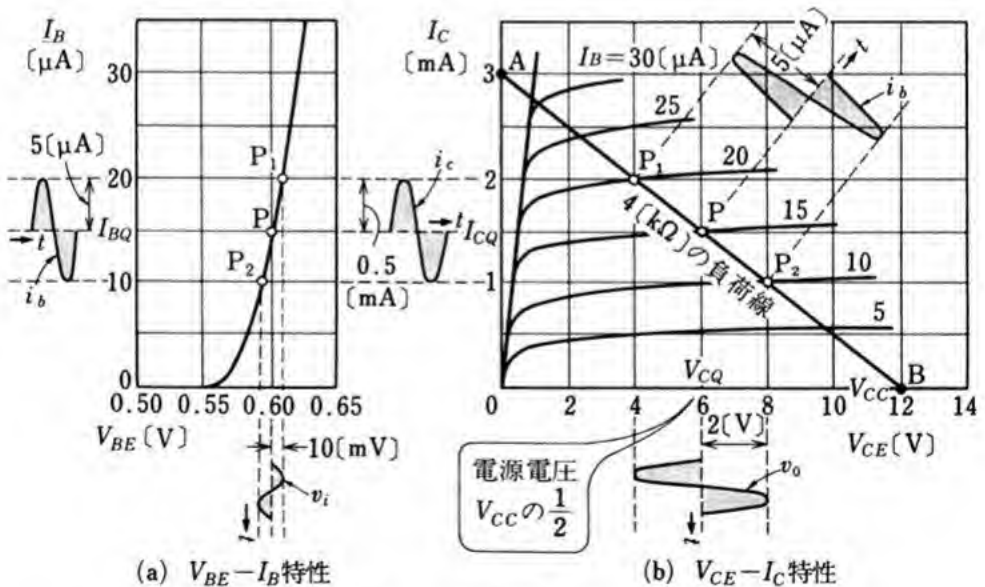


図 2-13 動特性の一例

15 問 1. 図 2-13 の動特性から、最大出力電圧はおよそいくら得られるか。

(5) 電圧・電流・電力の増幅度

一般に増幅回路は、図2-14のように、入力端子が2つと出力端子が2つある四端子回路であらわすことができる。このとき、出力電圧  $v_o$  と入力電圧  $v_i$  の比の絶対値  $|v_o/v_i|$  を電圧増幅度<sup>①</sup>といい、 $A_v$ であらわす。また、出力電流  $i_o$  と入力電流  $i_i$  の比の絶対値  $|i_o/i_i|$  を電流増幅度<sup>②</sup>といい  $A_i$  であらわし、出力電力  $P_o$  と入力電力  $P_i$  の比  $P_o/P_i$  を電力増幅度といい、 $A_p$  であらわす。

図2-13を例にして各増幅度を求めてみよう。図2-13は、出力波形にひずみのない例であるので、入力・出力の電圧・電流の最大値を用いて基本回路の各増幅度を求めることができる。ただし、入力・出力の電圧・電流の最大値をそれぞれ  $V_{im}$ ,  $I_{im}$ ,  $V_{om}$ ,  $I_{om}$  とする。

(a) 電圧増幅度  $A_v$ 。 入力電圧の最大値  $V_{im} = 10$  [mV] に対して出力電圧の最大値  $V_{om}$  は 2 [V] であるから、

$$A_v = \frac{V_{om}}{V_{im}} = \frac{2}{10 \times 10^{-3}} = 200$$

(b) 電流増幅度  $A_i$ 。 入力電流の最大値  $I_{im} = 5$  [ $\mu$ A] に対して出力電流の最大値  $I_{om} = 0.5$  [mA] であるから、

$$A_i = \frac{I_{om}}{I_{im}} = \frac{0.5 \times 10^{-3}}{5 \times 10^{-6}} = 100$$



図 2-14 増幅回路の四端子表示

① 分母が0になる場合を除く。他の増幅度についても同様とする。  
 ② 1個のトランジスタを増幅回路とみた場合の電流増幅度は、トランジスタの電流増幅率と同じである。

(c) 電力増幅度  $A_p$  入力電力  $P_i$  と出力電力  $P_o$  は、電圧と電流の最大値を用いて計算すると、

$$P_i = \frac{V_{im}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{im}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_{im} I_{im} = \frac{1}{2} \times 10 \times 10^{-3} \times 5 \times 10^{-6} [\text{W}]$$

$$= 0.025 [\mu\text{W}]$$

$$5 \quad P_o = \frac{V_{om}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{om}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_{om} I_{om} = \frac{1}{2} \times 2 \times 0.5 \times 10^{-3} [\text{W}] = 0.5 [\text{mW}]$$

したがって、 $A_p$  は、

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{0.5 \times 10^{-3}}{0.025 \times 10^{-6}} = 20\,000$$

10 以上の結果から、トランジスタの増幅回路は、電圧や電流の増幅ができるばかりでなく、ひじょうに大きい電力増幅もできることがわかる。

(d) 増幅度と利得 増幅回路の増幅度は、一般にデシベル (decibel) という単位で表示されることが多い。

15 デシベルは、もともと回路の電力比をあらわす単位で、回路の出力電力と入力電力の比を常用対数であらわしたものをベル (bel) といい、ベル [B] の 1/10 をデシベル [dB] という。デシベルは電力比以外に電圧比や電流比などの表示にも使われている。

増幅回路の場合には、電圧・電流・電力の各増幅度の大きさをデシベルで表示したものを増幅度と区別するために利得 (gain) ということばで表現する。増幅回路の利得は、次のようになる。

$$20 \quad \left. \begin{array}{l} \text{電圧利得 } G_v = 20 \log_{10} A_v [\text{dB}] \\ \text{電流利得 } G_i = 20 \log_{10} A_i [\text{dB}] \\ \text{電力利得 } G_p = 10 \log_{10} A_p [\text{dB}] \end{array} \right\} \quad (2-8)$$

上式で利得を計算する場合、電圧・電流の利得と電力の利得とは、式の係数が異なっていることに注意しなければならない。

## &lt;例題 3&gt;

基本増幅回路の各増幅度が  $A_v=200$ ,  $A_i=100$ ,  $A_p=20\,000$  であるとき, これを [dB] であらわせ。

**解**  $G_v=20 \log_{10} 200 \doteq 20 \times 2.3 = 46$  [dB]

$$G_i=20 \log_{10} 100=20 \times 2=40$$
 [dB]

$$G_p=10 \log_{10} 20\,000 \doteq 10 \times 4.3 = 43$$
 [dB]

電圧(電流)比および電力比と利得との関係を図 2-15 に示す。

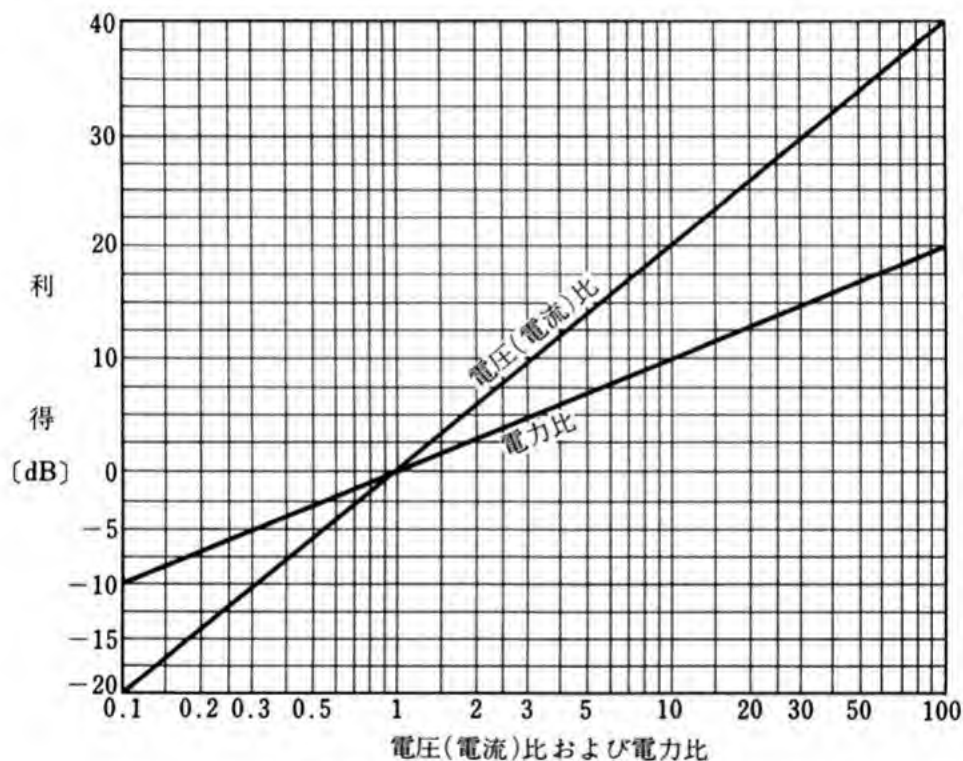


図 2-15 デシベル図表

利得の計算方法

利得計算を行うには, 対数表やデシベル表が必要であるが, 電圧比・電流比の場合には少なくとも次の3つの量のデシベル値をおぼえておけば, 実用上まにあうことが多い。

$$A=2 \rightarrow 6 \text{ [dB]}, \quad A=3 \rightarrow 9.5 \text{ [dB]}, \quad A=10 \rightarrow 20 \text{ [dB]}$$

他のデシベル値は, 対数の性質を使って次のように求められる。



- $A=4 \rightarrow 2 \times 2 \rightarrow 6+6=12$  [dB]
  - $A=5 \rightarrow 10 \div 2 \rightarrow 20-6=14$  [dB]
  - $A=6 \rightarrow 3 \times 2 \rightarrow 9.5+6=15.5$  [dB]
  - $A=20 \rightarrow 10 \times 2 \rightarrow 20+6=26$  [dB]
  - $A=200 \rightarrow 10 \times 10 \times 2 \rightarrow 20+20+6=46$  [dB]
  - $A=0.2 \rightarrow 2 \div 10 \rightarrow 6-20=-14$  [dB]
- 電力比の場合は、上の結果を1/2倍すればよい。

(e) 多段増幅回路の総合利得 増幅度が  $A_1, A_2, A_3, \dots$  の増幅回路が、図2-16（この場合は3つの回路）のように接続されているとき、これを多段増幅回路（92ページ参照）という。全体の増幅度  $A$  は、

$$A = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdots$$

となる。このとき増幅回路1, 2, 3, ... を、それぞれ1段目, 2段目, 3段目, ... とよぶことにする。いま、 $A_1, A_2, A_3, \dots$  の各増幅度を  $G_1, G_2, G_3, \dots$  の利得であらわすと、全体の利得  $G$  は次のようになる。

$$G = G_1 + G_2 + G_3 + \dots \text{ [dB]} \quad (2-9)$$

このように、利得を用いると全体の利得  $G$  は各段の利得の和の形で簡単に求めることができる。図2-16に3段の電圧増幅の場合の増幅度と利得の例を示す。

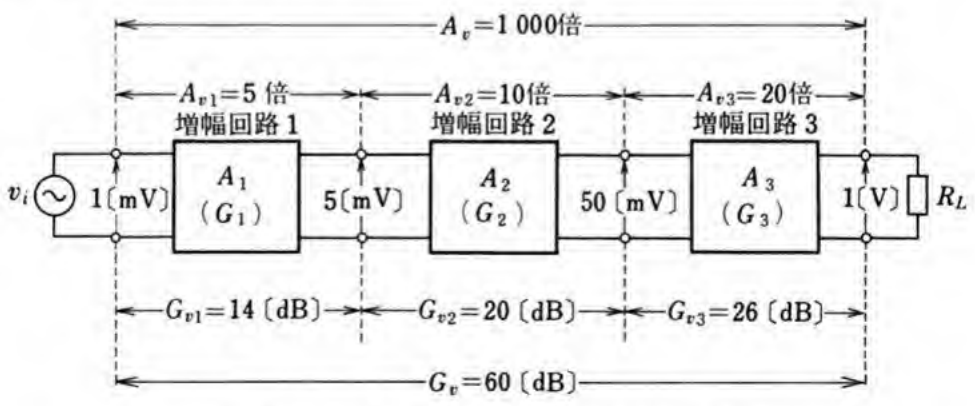


図 2-16 多段増幅回路の増幅度と利得の例

3.  $h$  パラメータと等価回路

すでに学んだように、トランジスタ回路の動作は、直流分と交流分に分けて考えることができる。電圧増幅度・電流増幅度などは交流に対する回路から求められるが、このとき、トランジスタの部分も計算しやすい素子で置き換えることができれば、増幅度などを計算するのにひじょうに便利である。

トランジスタと置き換えることのできる、同じはたらきをする別な回路を、トランジスタの等価回路という。トランジスタの等価回路は、次に学ぶ  $h$  パラメータであらわすことができる。

(1)  $h$  パラメータの定義

トランジスタのベースやコレクタの直流電圧・電流 ( $V_{BE}$ ,  $I_B$ ,  $V_{CE}$ ,  $I_C$ ) は互いに関係があることを、すでに第1章で学んだ。いま、図2-17の回路で、 $V_{CE}$  を一定にして  $I_B$  を  $\Delta I_B$  だけ変化させたとき、 $V_{BE}$  と  $I_C$  がそれぞれ  $\Delta V_{BE}$ ,  $\Delta I_C$  だけ変化したとすると、これらの変化量から、 $h_{fe}$ ,  $h_{ie}$  を次のように定義する。

$$h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad (V_{CE} = \text{一定}) \quad (2-10)$$

$$h_{ie} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \quad (V_{CE} = \text{一定}) \quad (2-11)$$

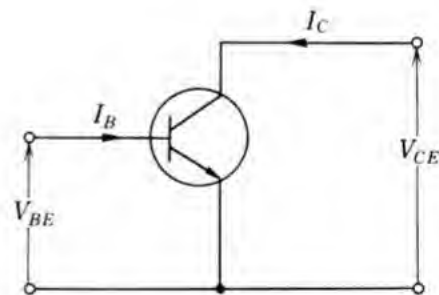


図 2-17 トランジスタ回路

$h_{fe}$  は、すでに学んだ小信号電流増幅率である。 $h_{ie}$  を入力インピーダンスといい、単位はオーム [ $\Omega$ ] である。

次に、 $I_B$  を一定にして  $V_{CE}$  を  $\Delta V_{CE}$  だけ変化させたとき、 $I_C$  と  $V_{BE}$  がそれぞれ、 $\Delta I_C$ ,  $\Delta V_{BE}$  変化したとする。このとき  $h_{oe}$ , および  $h_{re}$  を次のように定義する。

$$h_{oe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \quad (I_B = \text{一定}) \quad (2-12)$$

$$h_{re} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \quad (I_B = \text{一定}) \quad (2-13)$$

$h_{oe}$  を出力アドミタンスといい、単位はジーメンズ [S] である。  
 また、 $h_{re}$  を電圧帰還率<sup>①</sup>という。

5 式 (2-10)~式 (2-13) で定義される各定数を、トランジスタのエミッタ接地の  $h$  パラメータ (hybrid parameter,  $h$  定数) という。これらの  $h$  パラメータは、静特性曲線からも求めることができ、図 2-18 に示すように、4つの特性曲線上のある動作点における傾斜をあらわしている。

10  $h$  パラメータの値は、トランジスタの種類によって異なるばかりでなく、同一のトランジスタでも測定条件によって変化するが、だいたい次のような値である (付録参照)。

$$\begin{array}{ll} h_{fe} : 50 \sim 500 & h_{ie} : \text{数 } [k\Omega] \\ h_{oe} : 10 \sim 30 [\mu S] & h_{re} : 1 \times 10^{-4} \end{array}$$

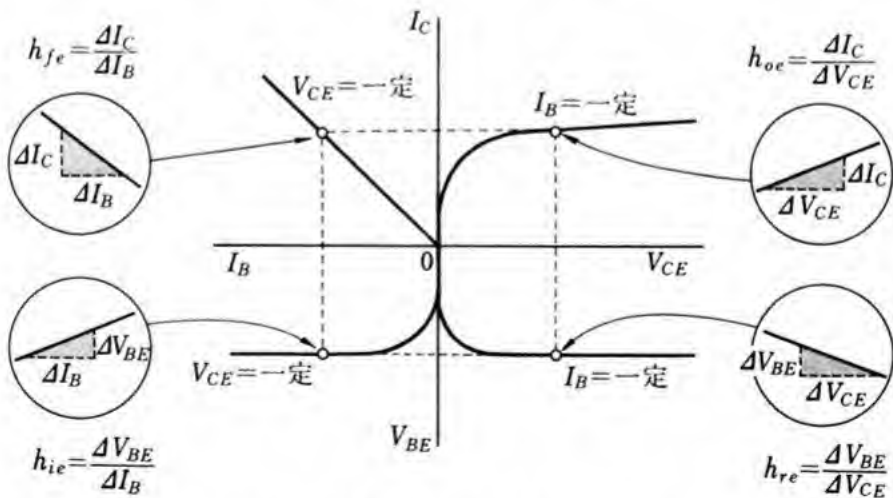


図 2-18  $h$  パラメータと静特性曲線

① 帰還については 106 ページで学ぶ。

問 2.  $h$  パラメータのそれぞれの単位を示せ。

### (2) $h$ パラメータによる等価回路

ベース電流が  $\Delta I_B$ , コレクタ電圧が  $\Delta V_{CE}$  変化したときのベース電圧の変化を  $\Delta V_{BE}$ , コレクタ電流の変化を  $\Delta I_C$  とすると, これらの量の間には, 次のような関係があることが知られている。

$$\left. \begin{aligned} \Delta V_{BE} &= h_{ie} \Delta I_B + h_{re} \Delta V_{CE} \\ \Delta I_C &= h_{fe} \Delta I_B + h_{oe} \Delta V_{CE} \end{aligned} \right\} \quad (2-14)$$

上式において,  $V_{CE}$  が一定であれば  $\Delta V_{CE} = 0$  となり,  $\Delta V_{BE} = h_{ie} \Delta I_B$ ,  $\Delta I_C = h_{fe} \Delta I_B$  となる。これから,  $h_{ie}$ ,  $h_{fe}$  を定義する式 (2-10), (2-11) を導くことができる。また,  $I_B$  が一定であれば  $\Delta I_B = 0$  となり,  $\Delta V_{BE} = h_{re} \Delta V_{CE}$ ,  $\Delta I_C = h_{oe} \Delta V_{CE}$  となるから, 同様にして  $h_{re}$ ,  $h_{oe}$  を定義する式 (2-12), (2-13) を導くことができる。

トランジスタの特性を交流の小信号について考える場合は, 式 (2-14) の変化分  $\Delta V_{BE}$ ,  $\Delta I_B$ ,  $\Delta I_C$  および  $\Delta V_{CE}$  を, それぞれ交流分  $v_i$ ,  $i_i$ ,  $i_o$ ,  $v_o$  で置き換えて, 次のようにあらわす。

$$\left. \begin{aligned} v_i &= h_{ie} i_i + h_{re} v_o \\ i_o &= h_{fe} i_i + h_{oe} v_o \end{aligned} \right\} \quad (2-15)$$

式 (2-15) は, 図 2-19(a) に示すトランジスタの交流動作の電圧・電流の関係をあらわす式である。このことから, 図 (a) のトランジスタは, 図 (b) のような  $h$  パラメータをもった四端子回路と, 等価であると考えられる。

**等価回路の組み立て** 式 (2-15) から, トランジスタの等価回路を組み立てるには, 式の意味を次のように考えればよい。

- ① 入力電圧  $v_i$  は, 入力電流  $i_i$  によって  $h_{ie}$  に生じた電圧降下  $h_{ie} i_i$  と, 出力電圧  $v_o$  の  $h_{re}$  倍の電圧  $h_{re} v_o$  の和となる。
- ② 出力電流  $i_o$  は, 入力電流  $i_i$  が  $h_{fe}$  倍に増幅された電流  $h_{fe} i_i$

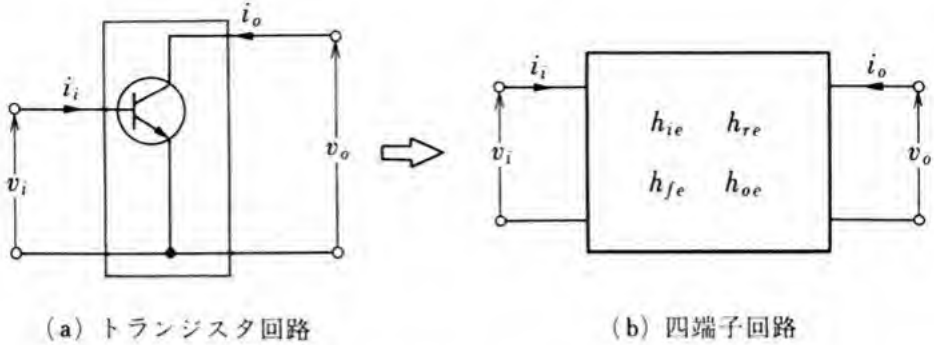


図 2-19 トランジスタの  $h$  パラメータ表示

と、出力電圧  $v_o$  によって  $h_{oe}$  に流れる電流  $h_{oe}v_o$  の和となる。  
 以上の結果から、図 2-20 (a) のような等価回路が得られる。  
 ここで、 $h_{re}v_o$  は電圧源<sup>①</sup>の電圧、 $h_{fe}i_i$  は電流源<sup>②</sup>の電流をあらわし、  
 $1/h_{oe}$  は出力インピーダンスを意味している。

- 5 一般に、 $h_{re}$  はひじょうに小さく、また  $1/h_{oe}$  は負荷抵抗  $R_L$  に比べてひじょうに大きいので、これらを見捨てる場合には、図 (b) のような簡単な等価回路を用いることができる。

問 3. 等価回路が簡単化できるのは負荷抵抗がどのような場合か。

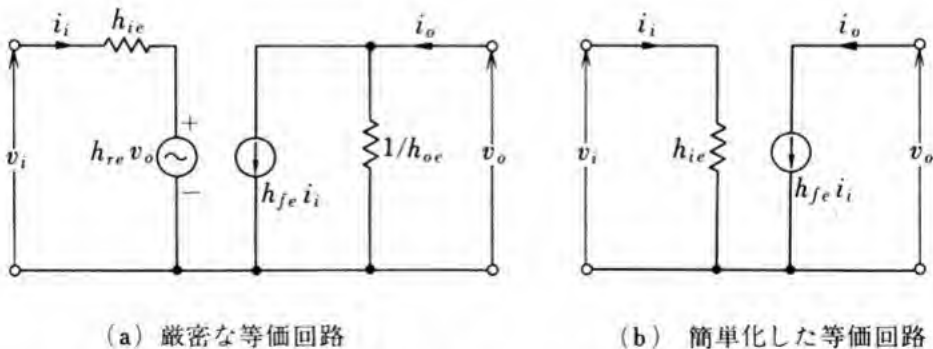


図 2-20  $h$  パラメータによる等価回路

① 負荷に流れる電流に無関係に、一定の起電力をもった理想的な電源をいう。  
 ② 負荷の大きさに無関係に、一定の電流を流す理想的な電源をいう。

4. 基本増幅回路の増幅度と入出力インピーダンス

$h$  パラメータを用いて、図 2-21 (a) の基本増幅回路の各増幅度および入出力インピーダンスを求めてみよう。図 (b) は、 $h_{re}$  を無視した図 (a) の等価回路である。

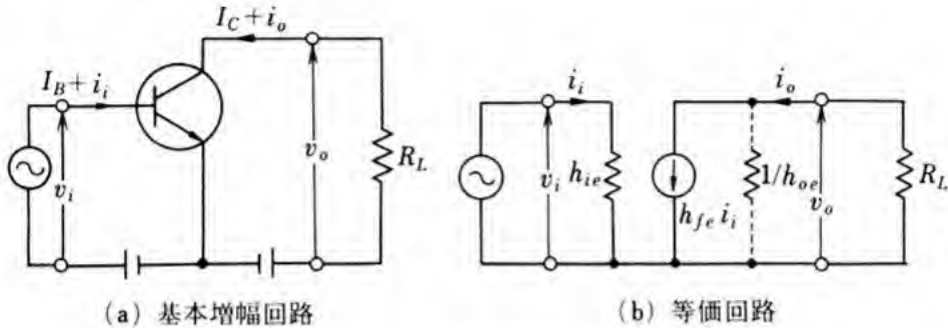


図 2-21 基本増幅回路と等価回路

等価回路で、 $1/h_{oe} \gg R_L$  として  $h_{oe}$  は省略して基本増幅回路の各増幅度を求めると、次のようになる。

$$\text{電流増幅度 } A_i = \left| \frac{i_o}{i_i} \right| = \frac{h_{fe} i_i}{i_i} = h_{fe} \quad (2-16)$$

出力電圧は  $v_o = -i_o R_L$  であるから、

$$\text{電圧増幅度 } A_v = \left| \frac{v_o}{v_i} \right| = \frac{i_o R_L}{v_i} = \frac{h_{fe} i_i R_L}{h_{ie} i_i} = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_L \quad (2-17)$$

$$\text{電力増幅度 } A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{i_o^2 R_L}{i_i^2 h_{ie}} = \frac{h_{fe}^2}{h_{ie}} R_L = A_v \cdot A_i \quad (2-18)$$

また、回路の入出力インピーダンスを求めると、

$$\left. \begin{aligned} \text{入力インピーダンス } R_i &= \frac{v_i}{i_i} = h_{ie} \\ \text{出力インピーダンス } R_o &= \frac{1}{h_{oe}} \end{aligned} \right\} \quad (2-19)$$

$R_i$ ,  $R_o$  は抵抗であるため、これをそれぞれ入力抵抗、出力抵抗とよぶことがある。



以上の各式はいずれも近似式であるが、実用上これでじゅうぶんである。

<例題 4>

図 2-22 (a) の基本増幅回路で、 $h$  パラメータの値が  $h_{ie}=2$  [k $\Omega$ ],  $h_{fe}=100$ ,  $h_{re}\doteq 0$ ,  $h_{oe}=20$  [ $\mu$ S] で、負荷抵抗  $R_L=4$  [k $\Omega$ ] のとき、各増幅度および入出力インピーダンスを求めよ。

**解** 図 2-22 (a) の基本増幅回路は、その交流等価回路が図 (b) のようになる。式 (2-16)~式 (2-18) から、

電流増幅度  $A_i = h_{fe} = 100$

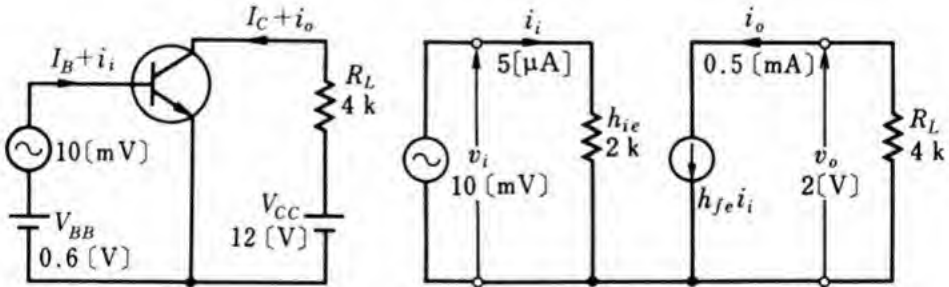
電圧増幅度  $A_v = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_L = \frac{100}{2 \times 10^3} \times 4 \times 10^3 = 200$

電力増幅度  $A_p = A_v \cdot A_i = 200 \times 100 = 20\,000$

式 (2-19) から、

入力インピーダンス  $R_i = h_{ie} = 2$  [k $\Omega$ ]

出力インピーダンス  $R_o = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{20 \times 10^{-6}} [\Omega] = 50$  [k $\Omega$ ]



(a) 基本増幅回路

(b) 等価回路

図 2-22 基本増幅回路の動作例

5. 増幅回路の分類

増幅回路は、取り扱う信号の周波数・大きさ、回路の構造などによって、次のように分類される。

(a) 周波数による分類

- ① 直流増幅回路 0~20 [Hz] 5
- ② 低周波増幅回路 20 [Hz]~100 [kHz]
- ③ 高周波増幅回路 100 [kHz]~300 [MHz]
- ④ 超高周波増幅回路 300 [MHz] 以上
- ⑤ 映像増幅回路 0~4 [MHz]

(b) 信号の大きさによる分類 10

- ① 小信号増幅回路 10 [mW] 以下
- ② 電力増幅回路 10 [mW] 以上

(c) 結合方式による分類

- ① CR 結合増幅回路 段間をコンデンサ・抵抗で結合する。
- ② 直結増幅回路 段間を直接に結合する。 15
- ③ 変成器結合増幅回路 段間を変成器で結合する。

(d) 接地方式による分類 図2-23に示す3つの形式がある。

- ① エミッタ接地回路 最も電力利得が大きく、主として低周波増幅回路に用いられる (図(a))。
- ② ベース接地回路 高周波における特性がよいので、主と 20

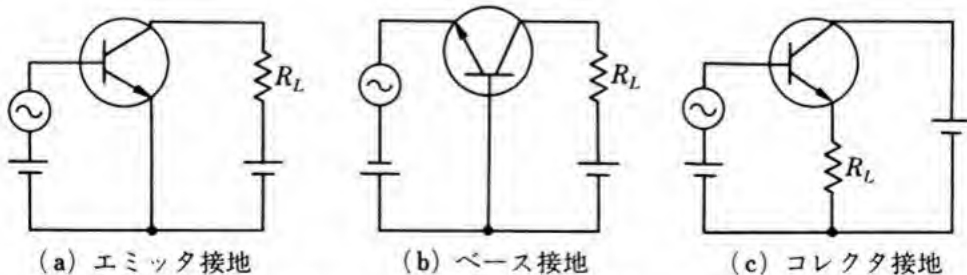


図2-23 接地形式による分類

して高周波増幅回路に用いられる (図(b))。

- ③ **コレクタ接地回路** 電圧増幅度はほぼ1であるが、入力インピーダンスが高く、出力インピーダンスが低いので、インピーダンス変換に用いられる。この回路を**エミッタホロワ** (emitter follower) とよぶことがある (図(c))。

(e) 動作点による分類

- ① **A級増幅回路** 入力信号の動作範囲が特性曲線のほぼ直線部分になるように、動作点を図2-24(a)の $P_1$ にとる。したがって波形のひずみが小さく、小信号増幅に適している。
- ② **B級増幅回路** 動作点を図(b)のようにコレクタ電流が0になる点付近の $P_2$ にとる。入力信号の半周期しかコレクタ電流が流れないため、この特性を2つ組み合わせたB級プッシュプル増幅回路として電力増幅に用いる (122ページ参照)。
- ③ **C級増幅回路** 動作点 $P_3$ を図(c)のようにB級の場合よりさらに深くとるので、入力信号の一部しかコレクタ電流が流れない。波形のひずみは大きいですが、電源効率がよい。高周波電力増幅に用いられる (142ページ参照)。

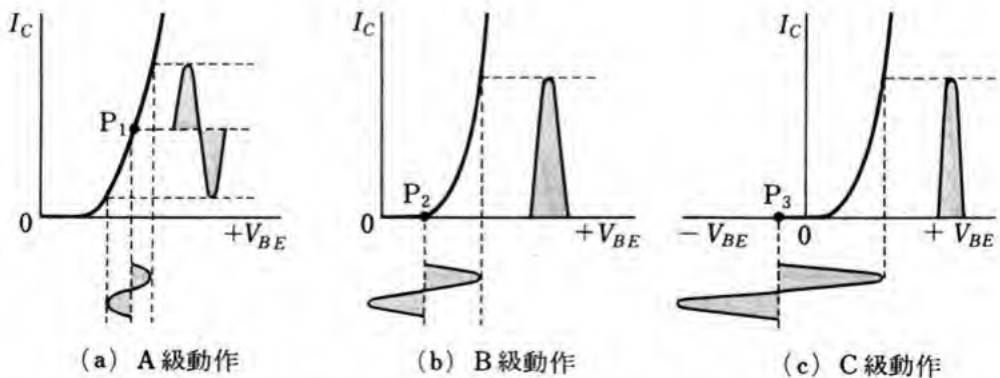


図 2-24 動作点による分類

## 2. バイアス回路

バイアス回路は、増幅回路の動作点を決定する重要な回路である。バイアス回路の設計では、温度変化や電源電圧変動に対して動作点が安定になるようにする必要がある。

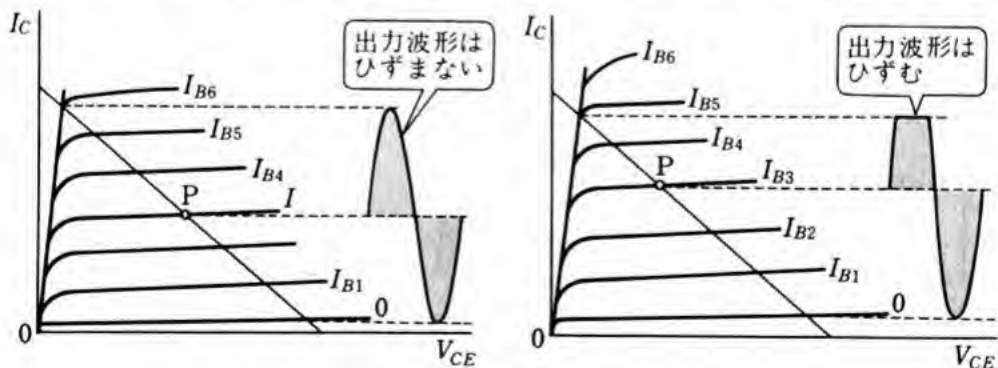
### 1. バイアスの安定度

トランジスタは、温度に対してとくに敏感なので、ここでは、温度に対する動作点の安定度について学ぶ。トランジスタの動作点は、図2-25のように、温度変化により移動する。動作点が移動すると、図(b)のように出力波形にひずみを生じたり、ときにはトランジスタの温度が上昇し続ける現象（熱暴走）が生じ、最大定格をこえてトランジスタが破壊されたりすることがある。

このためバイアス回路を考えるうえで、動作点が移動しないように、できるだけ安定にする必要がある。

#### (1) 安定指数

トランジスタの特性で、温度によって大きく変化するものに、コ



(a) 常温の動作状態

(b) 温度が上昇した状態

図 2-25 温度による動作点の移動

レクタしや断電流  $I_{CBO}$ , ベース・エミッタ間電圧  $V_{BE}$ , 直流電流増幅率  $h_{FE}$  がある。これら  $I_{CBO}$ ,  $V_{BE}$ ,  $h_{FE}$  の微小変化に対して, コレクタ電流が変化する割合を安定指数 (stability factor) といい, 次のように定義されている。

$$\left. \begin{aligned}
 5 \quad I_{CBO} \text{ に対する安定指数 } S_1 &= \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \\
 V_{BE} \text{ に対する安定指数 } S_2 &= \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \text{ [S]} \\
 h_{FE} \text{ に対する安定指数 } S_3 &= \frac{\Delta I_C}{\Delta h_{FE}} \text{ [A]}
 \end{aligned} \right\} (2-20)$$

これらの値はバイアス回路の設計によって決定され、  
 10 できるだけ小さいほうが安定度がよくなる。

シリコントランジスタでは,  $I_{CBO}$  の値はひじょうに小さいので, その影響は無視できる。したがって, 温度  
 15 の変化に対しては,  $V_{BE}$  と  $h_{FE}$  の変化だけを考えればよい。

(a)  $V_{BE}$  の温度特性 図  
 20 2-26 に示すように,  $V_{BE}$  は温度の上昇とともに減少する傾向があつて, その温度係数は約  $-2 \text{ [mV/}^\circ\text{C]}$  である。したがって, たと

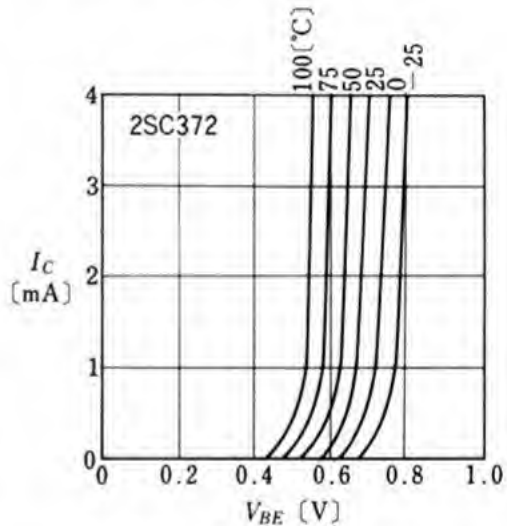


図 2-26  $V_{BE}$  の温度特性

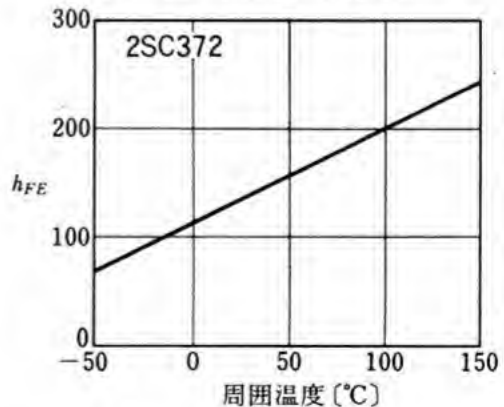


図 2-27  $h_{FE}$  の温度特性

えば温度が  $25 [^{\circ}\text{C}]$  上昇すると  $V_{BE}$  は約  $50 [\text{mV}]$  減少する。

(b)  $h_{FE}$  の温度特性 図 2-27 に示すように、 $h_{FE}$  は温度の上昇とともに増加する傾向がある。

## (2) $h_{FE}$ のばらつき

バイアス回路の安定度は、温度の変化に対してだけでなく、トランジスタの特性のばらつきに対しても要求される。

トランジスタの特性のうち、とくに  $h_{FE}$  のばらつきが大きく、表 2-1 に示すように、同一品種でも 2 倍程度の幅がある。このため、安定度のわるい回路では、 $h_{FE}$  のばらつきによって、動作点が設計値から大きくずれることがある。

表 2-1  $h_{FE}$  のばらつき

種類	最小	最大
A	70	140
B	120	240
C	200	400

## 2. バイアス回路の種類と特徴

基本増幅回路では、ベース直流電源から直接ベースにバイアスをかけていたが、この方法ではバイアス電圧をかけすぎてトランジスタをこわすおそれがある。

そこで、実際の回路では図 2-28 (a) のように、ベース直流電源  $V_{BB}$  に直列に抵抗  $R_B$  を接続して、ベース電流  $I_B$  を適当な値に調整できるようにしている。

図 (a) のバイアス方法は、ベース直流電源  $V_{BB}$  とコレクタ直流電源  $V_{CC}$  の 2 つを使用するので、2 電源方式とよばれる。これに対して図 (b) のように、1 つのコレクタ直流電源  $V_{CC}$  を共用するようになったものを 1 電源方式という。

また、図 (c)、図 (d) は、1 電源方式 (図 (b)) を改良したもので、バイアスの安定度が図 (b) に比べてよい。とくに、図 (d) の回路は、バイアスの安定度がよいので、一般に多く用いられている。



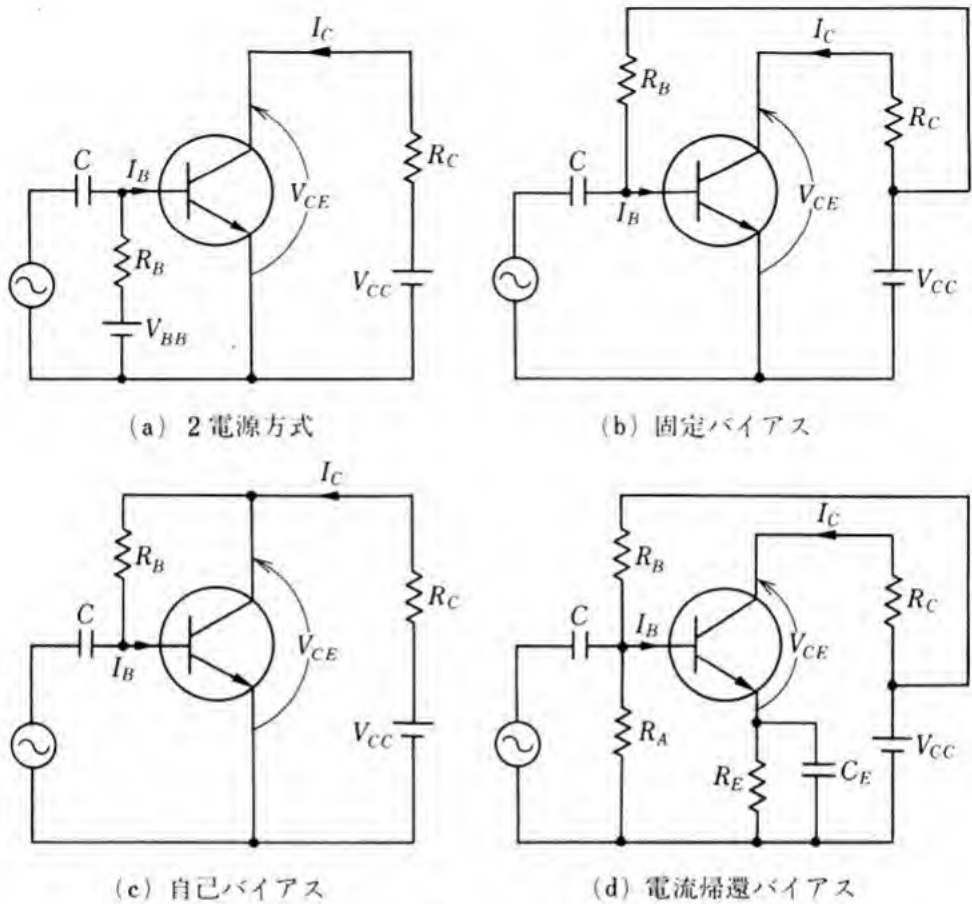


図 2-28 バイアス回路の例

図の中のコンデンサ  $C$  は、直流分を阻止して、交流分（信号）だけを通すためのコンデンサである。これを **結合コンデンサ** とよぶ。

出力のひずみを少なくするためには、67 ページの図 2-13 に示したように、トランジスタのコレクタ・エミッタ間の電圧  $V_{CE}$  が、電源電圧  $V_{CC}$  の約  $1/2$  となるようにコレクタ電流  $I_C$  を選ぶのがよい。

次に図 2-28 (b), (c), (d) に示した 1 電源バイアス回路の特徴と、その設計法について調べてみよう。

(1) 固定バイアス回路

図2-29は、最も簡単なバイアス回路で、ベース電流  $I_B$  を電源電圧  $V_{CC}$  からバイアス抵抗  $R_B$  を通して流す方法をとっている。この回路のベース電流  $I_B$  は、

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

となる。トランジスタのベース・エミッタ間の電圧  $V_{BE}$

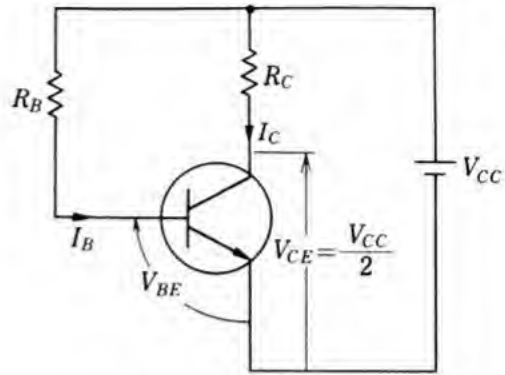


図 2-29 固定バイアス回路

は、シリコントランジスタでは約0.6[V]、ゲルマニウムトランジスタでは約0.2[V]である。したがって  $V_{CC}$  が与えられると、この回路の  $I_B$  はほぼ一定になるので、固定バイアス回路とよばれる。

コレクタ電流  $I_C$  は、

$$I_C = h_{FE} I_B = \frac{h_{FE}(V_{CC} - V_{BE})}{R_B} \quad (2-21)$$

となり、 $V_{BE}$  の変化に対して  $I_C$  の変化は比較的小さいが、 $h_{FE}$  の変化に対しては  $I_C$  の変化が大きいのが欠点である。

<例題 5>

図2-29の回路で、 $V_{CC} = 9$  [V]、 $I_C = 1$  [mA] としたとき  $R_B$  の値を求めよ。ただし、 $h_{FE} = 100$ 、 $V_{BE} = 0.6$  [V] とする。

**解** まず、ベース電流  $I_B$  を求めると、

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{1 \times 10^{-3}}{100} [\text{A}] = 10 [\mu\text{A}]$$

となる。したがって、バイアス抵抗  $R_B$  は、次のようになる。

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{9 - 0.6}{10 \times 10^{-6}} [\Omega] = 840 [\text{k}\Omega]$$

問 4. 固定バイアス回路で、 $h_{FE}$  のばらつきが 2 倍であるとき、コレクタ電流の変化は何倍になるか。

(2) 自己バイアス回路

図 2-30 は、ベース電流  $I_B$  をコレクタ電圧  $V_{CE}$  から  $R_B$  を通して流しているバイアス回路で、自己バイアス回路とよばれる。

$I_E \doteq I_C$  とすると、ベース電流  $I_B$  は、

$$I_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{R_B} = \frac{V_{CC} - I_C R_C - V_{BE}}{R_B} \quad (2-22)$$

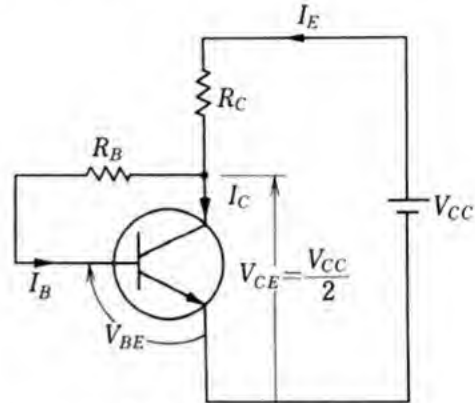


図 2-30 自己バイアス回路

となる。もし温度上昇などによって  $I_C$  が増加しようとするとき、 $R_C$  の電圧降下  $I_C R_C$  が大きくなり、自動的に  $I_B$  が減少して、 $I_C$  の増加が妨げられる。この回路は、電圧帰還バイアス回路ともよばれ、固定バイアス回路に比べると安定度はよくなるが、入力インピーダンスや利得が低下するのが欠点である。

<例題 6>

図 2-30 の回路で、 $V_{CC} = 9$  [V]、 $I_C = 1$  [mA]、 $R_C = 4.5$  [k $\Omega$ ] として  $R_B$  の値を求めよ。ただし、 $h_{FE} = 100$ 、 $V_{BE} = 0.6$  [V] とする。

解 ベース電流  $I_B$  は、

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{1 \times 10^{-3}}{100} \text{ [A]} = 10 \text{ [\mu A]}$$

となる。したがって、求める  $R_B$  は、次のようになる。

$$R_B = \frac{V_{CC} - I_C R_C - V_{BE}}{I_B} = \frac{9 - 1 \times 4.5 - 0.6}{10 \times 10^{-6}} \text{ [\Omega]} = 390 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

問 5. 自己バイアス回路で、 $R_C$  の値が大きいほど安定度がよくなるのはなぜか。

(3) 電流帰還バイアス回路

図 2-31 は、最も標準的なバイアス回路で、電流帰還バイアス回路とよばれる。

$R_A, R_B$  は、電源電圧  $V_{CC}$  を分割するために用いられる抵抗で、ブリーダ抵抗といい、エミッタ抵抗  $R_E$  はバイアスを安定化するはたらきがあるので、安定抵抗とよぶことがある。

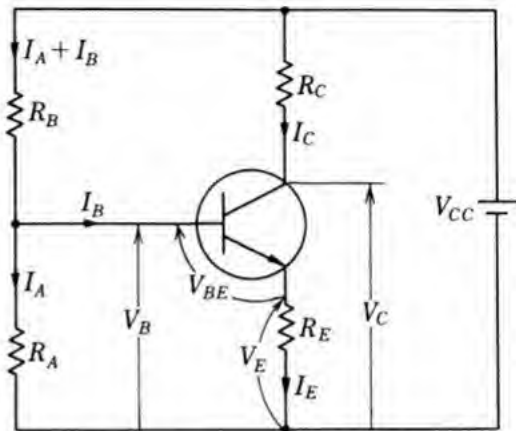


図 2-31 電流帰還バイアス回路

いま、ブリーダ抵抗  $R_A$  にベース電流  $I_B$  の 10 倍以上のブリーダ電流  $I_A$  を流し、 $R_A$  の両端の電圧  $V_B$  をベース電流と無関係にほぼ一定に保つようにすると、 $V_{BE}$  は、

$$V_{BE} = V_B - V_E = V_B - I_E R_E$$

となる。 $I_C$  が増加しようとする時、 $I_E R_E$  も増加して  $V_{BE}$  が減少し、 $I_B$  が減少するので  $I_C$  の増加がおさえられる。

このため、温度の変化によって  $I_C$  が変化しても、その変化の割合は低くおさえられ安定度がよくなる。しかし、 $R_A, R_B$  が入力に並列にはいるため、入力インピーダンスが低下するのが欠点である。

エミッタ抵抗  $R_E$  の両端の電圧  $V_E (= I_E R_E)$  を大きくするほど、安定度はよくなるが、あまり大きくすると、トランジスタに有効に加わる電圧が減少し、ひずまないで出力に取り出せる交流電圧の最大値が小さくなる。ふつう  $V_E$  は  $V_{CC}$  の 10% 程度でじゅうぶんである。

## &lt;例題 7&gt;

図 2-32 で,  $V_{CC}=9$  [V],  $I_E=1$  [mA],  $h_{FE}=100$  のとき,  $R_E, R_A, R_B$  を求めよ。ただし,  $V_E=1$  [V],  $I_A=20I_B$ ,  $V_{BE}=0.6$  [V] とする。

**解**  $V_E=1$  [V] であるから,

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{1}{1 \times 10^{-3}} [\Omega] = 1 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

ベース電流  $I_B$  は,  $I_C \doteq I_E$  とすると,

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{1 \times 10^{-3}}{100} [\text{A}] = 10 [\mu\text{A}]$$

となる。 $I_A$  は  $I_B$  の 20 倍であるから,

$$I_A = 20I_B = 20 \times 0.01 \times 10^{-3} [\text{A}] = 200 [\mu\text{A}]$$

したがって,  $V_{BE}=0.6$  [V] であるから,

$$R_A = \frac{V_{BE} + V_E}{I_A} = \frac{0.6 + 1}{0.2 \times 10^{-3}} [\Omega] = 8 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

また,  $V_B = V_{BE} + V_E = 1.6$  [V] となるので,

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_B}{I_A + I_B} = \frac{9 - 1.6}{0.21 \times 10^{-3}} [\Omega] \doteq 35 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

注.  $R_E$  と並列に接続されているコンデンサ  $C_E$  をバイパスコンデンサとい  
い, エミッタを交流的に接地する役目をしている。

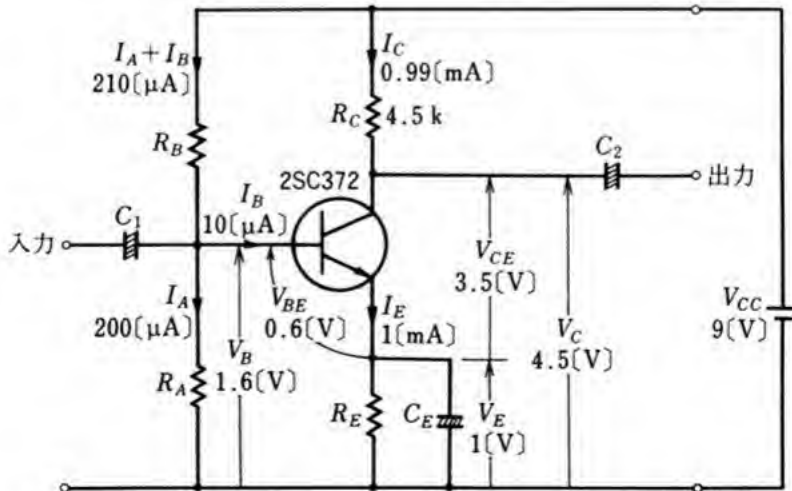


図 2-32 バイアス回路の動作例

(4) 電流帰還バイアス回路の簡易計算法

バイアス電流・電圧は、トランジスタの動作の中心点を決定するもので、これらの値は、それほど正確に計算したり、設計したりする必要はなく、だいたいの値がわかればよいという場合が多い。そこで、最も広く使用されている電流帰還バイアス回路についての簡易な計算方法を示す。

図2-33に示す電流帰還バイアス回路で、トランジスタのベース電流  $I_B$  は、他の電流  $I_A$ ,  $I_E$ ,  $I_C$  に比べてひじょうに小さい。そこで、 $I_B \approx 0$  と仮定する。すると、 $R_B$  を流れる電流  $I_A$  はすべて  $R_A$  を流れるから、ベース電圧  $V_B$  は、次のようになる。

$$V_B = \frac{R_A}{R_A + R_B} V_{CC}$$

次にエミッタ電圧  $V_E$  は、

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

となる。 $V_E$  は  $R_E$  の両端の電圧であるから、エミッタ電流  $I_E$  は、

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

となる。コレクタ電流  $I_C$  はほ

ぼ  $I_E$  に等しいから、 $V_{CE}$  は、次のように求められる。

$$V_{CE} = V_{CC} - I_E R_C - I_E R_E$$

こうして求められたバイアス電圧・電流は、 $I_B$  を無視せずに求めた値に比べて、数[%]以内の誤差となり、実用上じゅうぶんである。

問 6. 図2-32のバイアスを簡易計算法で求め、図に示された電圧・電流値と比べよ。ただし、各抵抗値は、例題7で求めた値とする。

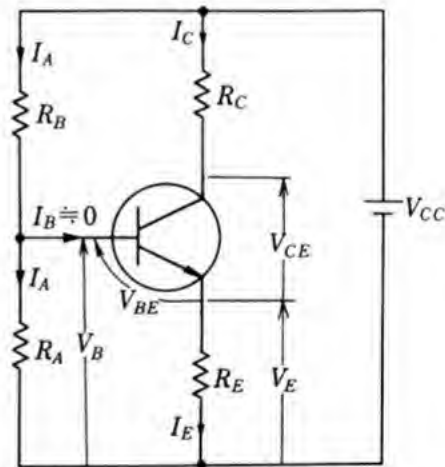


図 2-33 電流帰還バイアス回路



(5) 各種バイアス回路の安定度の比較

固定バイアス回路・自己バイアス回路・電流帰還バイアス回路の3種類のバイアス回路を学んだが、ここでこれらのバイアス回路の安定度を、 $V_{BE}$  の変化、 $h_{FE}$  の変化について比べてみよう。バイアス  
 5 スは3回路とも同一 ( $V_{CC}=9[V]$ ,  $I_C=1[mA]$ ,  $V_{CE} \doteq V_{CC}/2$ ,  $R_C=4.5[k\Omega]$ ) とし、各抵抗値は、例題で求めた値を用いることにする。 $V_{BE}$  の温度係数を  $-2[mV/^\circ C]$ ,  $h_{FE}$  の温度特性を図2-34のように仮定すると、コレクタ電流の変化は、図2-35のようになる。

図2-35の直線①は、固定バイアス回路の温度特性で、温度の  
 10 変化に対して、 $I_C$  の変化がひじょうに大きく安定度がわるい。自己バイアス回路と電流帰還バイアス回路は、ほぼ同じ特性で直線②のようになる。

②の特性は、①の特性に比べて安定度がよいことがわかる。自己バイアス回路は電流帰還バイアス回路と同じように、バイアスの  
 15 安定度はよいが、あとで学ぶように、交流分に対して負帰還がかかり利得が低下するため、電流帰還バイアス回路が一般によく用いられる。

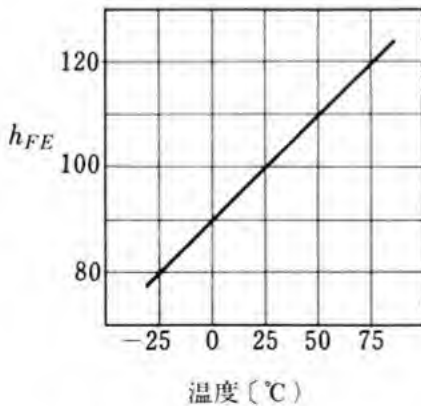


図 2-34  $h_{FE}$  の温度特性例

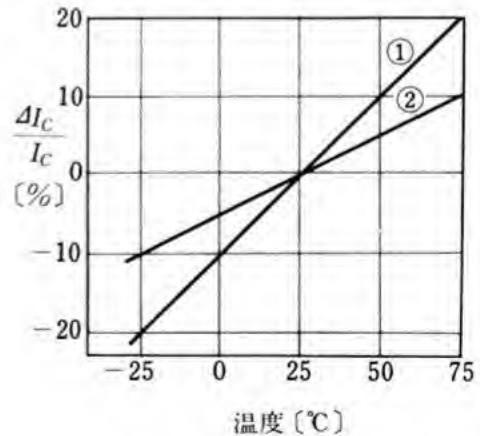


図 2-35  $I_C$  の温度特性例

## 3. 温度補償回路

電流帰還バイアス回路では、エミッタ抵抗  $R_E$  を大きくするほど安定度がよくなるが、 $R_E$  があまり大きいと、コレクタ・エミッタ間電圧  $V_{CE}$  が低くなって大きい出力が得られない。

そこで、 $R_E$  が小さくても安定度をよくするために、バイアス回路の抵抗の一部に温度によって特性が変化する素子を用いて、温度変化に対する補償を行う方法がとられている。

## (1) サーミスタによる補償回路

温度上昇によって  $I_C$  が増加するのをおさえるには、温度の上昇に対してベースの電位が低くなるようにすればよい。そのため、温度とともに抵抗値の小さくなるサーミスタ (TH) を図 2-36 (a) のように  $R_A$  と並列につないで、その合成抵抗の温度変化が  $V_{BE}$  の温度変化と同じになるようにして、温度補償を行っている。

## (2) ダイオードによる補償回路

図 2-36 (b) のように、 $R_A$  と直列にダイオード (D) をそう入して、順方向電圧  $V_F$  の温度変化と  $V_{BE}$  の温度変化とがほぼ同じであることを利用して、温度補償を行っている。

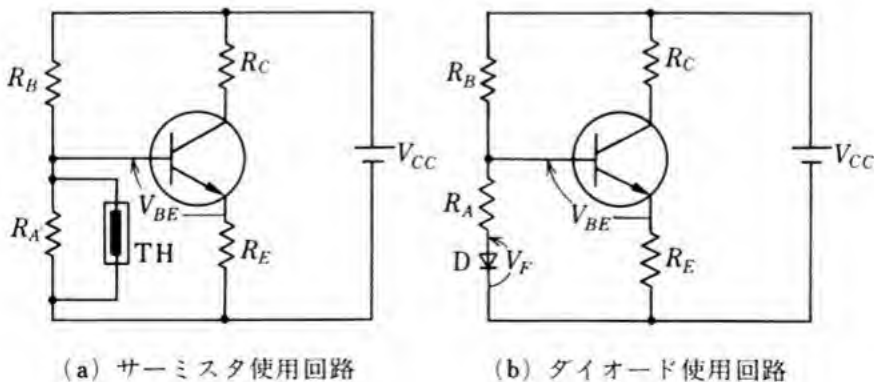
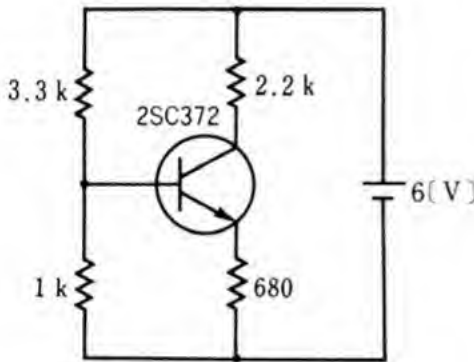


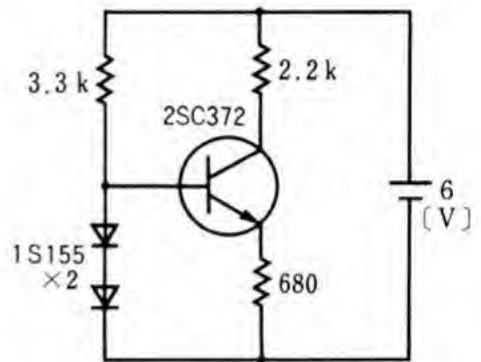
図 2-36 温度補償回路

図2-37は、ダイオードによる安定化の例を示したもので、図(a)の抵抗だけの回路に、図(b)のようにダイオードを2個用いて安定化をはかったときの特性は、単に抵抗だけ使用したものより、図(c)のようにコレクタ電流がひじょうに安定していることがわかる。

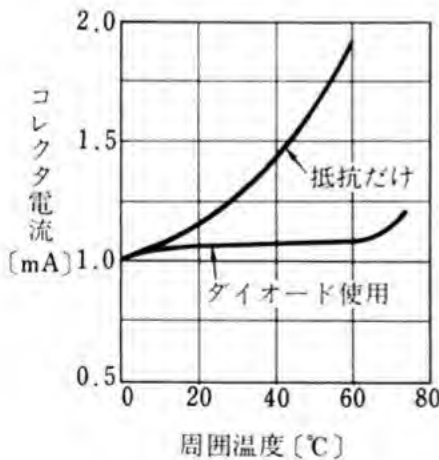
また、電源電圧が低下してもダイオードの順方向電圧はほぼ一定にたもたれるので、図(d)のように電源電圧が変化したときのコレクタ電流の変化も少ない。



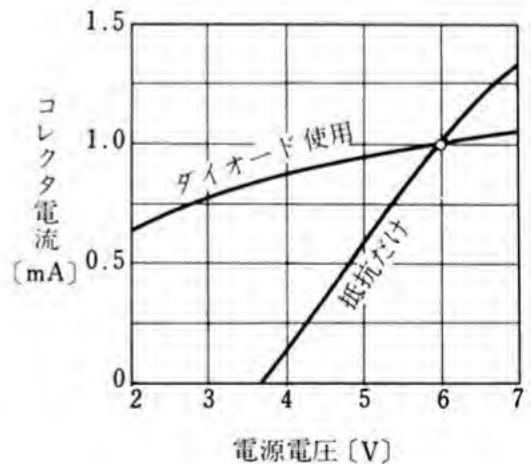
(a) 抵抗だけの回路



(b) ダイオード使用回路



(c) 温度補償特性



(d) 電源電圧に対する特性

図2-37 ダイオードによる安定化の例

## 3. 小信号増幅回路

バイアスの電圧や電流の大きさに比べて振幅の小さな信号を増幅する回路を、小信号増幅回路とよぶ。小信号増幅回路は、トランジスタ1個ではじゅうぶんな利得が得られないため、ふつう、トランジスタを数個用いて、増幅を繰り返す多段増幅回路が用いられる。 5

このときの多段増幅回路の特性は、増幅回路どうしの結合方式によって、利得や周波数特性などが異なるので、これらについて調べてみよう。

## 1. CR 結合増幅回路

多段増幅回路で、段間をコンデンサと抵抗で結合したものを CR 結合増幅回路 10 といい、最も一般的に用いられている。図2-38に、CR 結合多段増幅回路の1段を取り出した部分を示す。 $C_1$ 、 $C_2$ は結合コンデンサで、 $C_E$ はバイパスコンデンサである。また、 $R_i$ は、次段の回路の入力インピーダンスである。

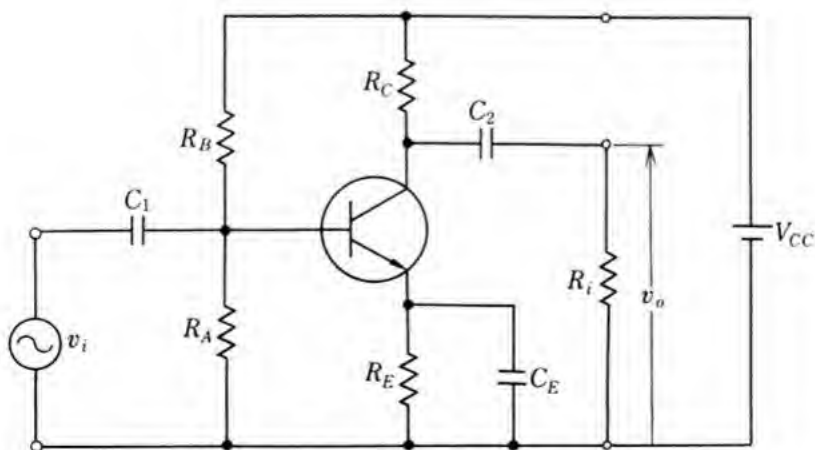


図 2-38 CR 結合増幅回路

(1) 動 特 性

CR 結合増幅回路の動作を，直流回路と交流回路に分けて調べてみよう。

(a) 直流回路 図 2-38 の回路を直流的な回路についてだけ考えると，図 2-39 (a) のようになる。これは電流帰還バイアス回路である。

この回路ではトランジスタの直流に対する負荷抵抗は， $R_C + R_E$  となる。

(b) 交流回路 図 2-38 の回路で， $C_1, C_2, C_E$  のインピーダンスが，使用する周波数に対してじゅうぶん小さい場合には，これらのインピーダンスは無視できるので，交流的な回路は図 2-39 (b) のようになる。この回路は，すでに学んだ基本増幅回路と本質的に同じである。

交流に対する負荷抵抗  $R_L$  は， $R_C$  と  $R_i$  の並列合成抵抗であらわされるので，次式に示すようになる。

$$R_L = \frac{R_C R_i}{R_C + R_i} \quad (2-23)$$

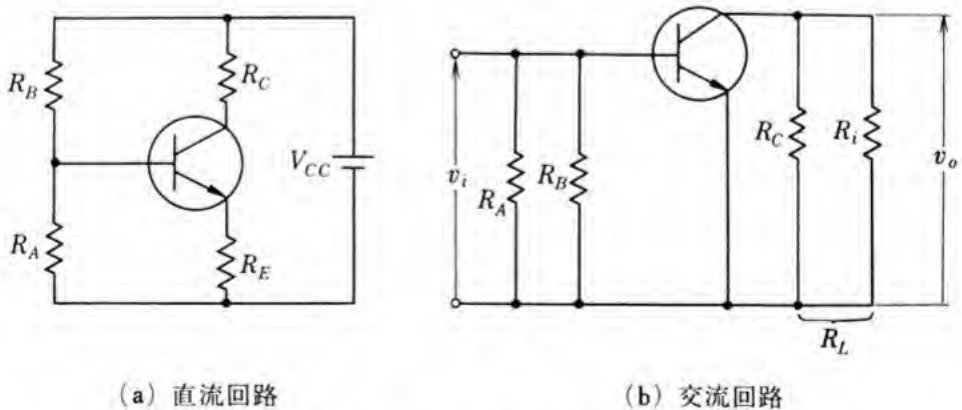


図 2-39 等価回路

(c) 動作点 最適な動作点を求めるには、図2-40に示すように、まず特性曲線上に直流負荷  $R_C + R_E$  に対する負荷線 AB を引く。次に交流負荷線 A'B' が直流負荷線 AB によって2等分される点 P を求め、これを動作点とすると、ひずまないで得られる出力電圧が最大となる。この動作点 P を与えるのに必要なベース電流  $I_{BQ}$  が流れるように、 $R_A, R_B$  を定めればよい。

小信号増幅の場合は、実際には動作点が多少ずれていても、動作にはさしつかえない。

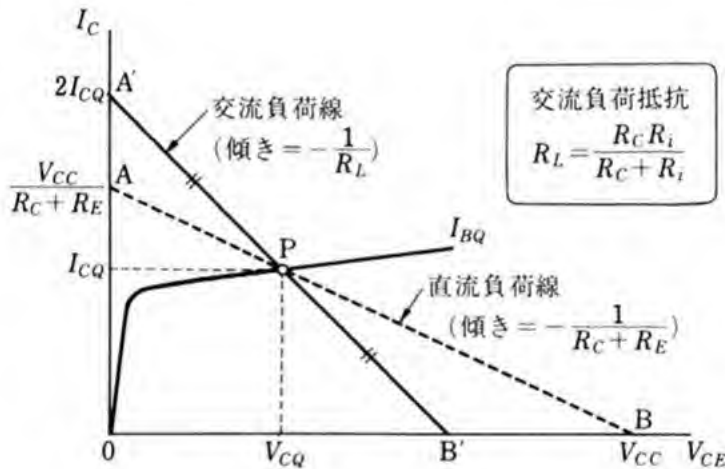


図 2-40 動 特 性

(2) 電圧増幅度と周波数特性

電圧増幅度  $A_v$  は、すでに学んだように、 $h$  パラメータを用いて次のように計算できる。

$$A_v = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_L = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \left( \frac{R_C R_i}{R_C + R_i} \right) \quad (2-24)$$

式(2-24)は、コンデンサ  $C_1, C_2, C_E$  のインピーダンスがじゅうぶん小さく、無視できる周波数で求めた電圧増幅度であるが、実際に CR 結合増幅回路に一定入力電圧  $v_i$  を加え、その出力電圧  $v_o$



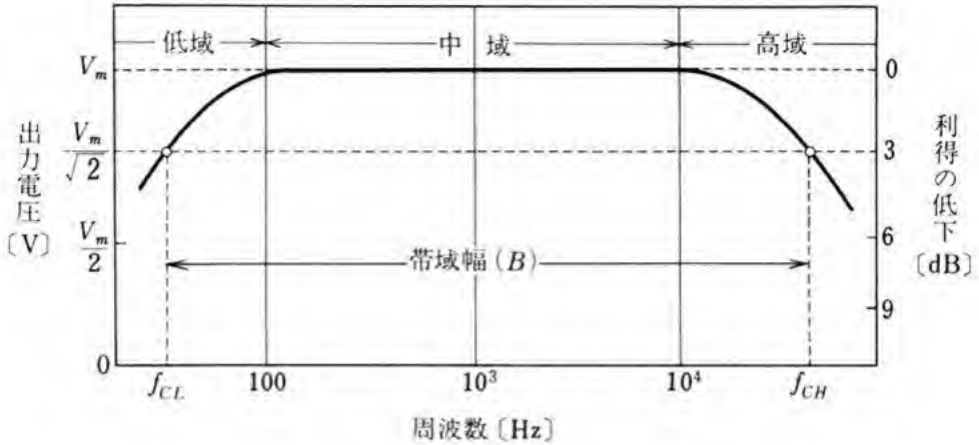


図 2-41 周波数特性の一例

を調べると、図 2-41 のように周波数が低いほうや高いほうで出力電圧が低下する。式 (2-24) で求めたように、 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_E$  の影響が無視できるときは、電圧増幅度は周波数によらず一定となり、出力電圧も一定となる。このような周波数領域を中域といい、式 (2-24) の電圧増幅度は、中域の増幅度である。また、電圧増幅度が低下する低い周波数領域を低域、高い周波数領域を高域という。

出力電圧が中域に比べて  $1/\sqrt{2}$  (3 [dB] 低下に相当する) になる周波数を、低域しゃ断周波数、高域しゃ断周波数といい、それぞれ、 $f_{CL}$ 、 $f_{CH}$  とあらわす。また、 $f_{CH} - f_{CL} = B$  を帯域幅とよんでいる。

10 (a) 低域の周波数特性 低域で利得の低下する原因としては、結合コンデンサ  $C_1$ 、 $C_2$  とバイパスコンデンサ  $C_E$  によるものが考えられるが、それぞれについて影響を調べてみる。

①  $C_1$  による影響 図 2-38 を  $C_1$  の影響を考慮した等価回路であらわすと、図 2-42 のようになる。ただし  $C_2$ 、 $C_E$  は、図 2-42 15 では無視してある。 $R_A$ 、 $R_B \gg h_{ie}$  と仮定すると、トランジスタの入力電流  $i_i$  は、次のようにあらわされる。

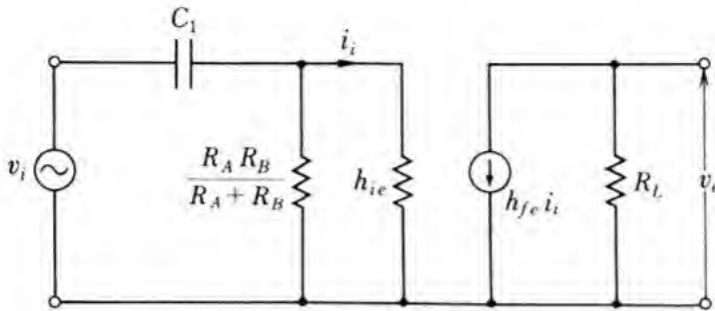


図 2-42 入力側の等価回路

$$i_i = \frac{v_i}{\sqrt{h_{ie}^2 + (1/\omega C_1)^2}} = \frac{v_i}{h_{ie} \sqrt{1 + (1/\omega C_1 h_{ie})^2}} \quad (2-25)$$

また、図 2-42 の電圧増幅度  $A_v'$  は、次のようになる。

$$A_v' = \left| \frac{v_o}{v_i} \right| = \frac{h_{fe} i_i R_L}{v_i} \quad (2-26)$$

したがって、式 (2-26) に式 (2-25) を代入すると、

$$A_v' = \frac{h_{fe} R_L}{h_{ie}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega C_1 h_{ie})^2}} \quad (2-27)$$

となる。式 (2-27) が式 (2-24) の中域の電圧増幅度の  $1/\sqrt{2}$  倍になるのは、 $\omega C_1 h_{ie} = 1$  のときであるから、 $C_1$  による低域しゃ断周波数  $f_{c1}$  は次のようになる。

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi C_1 h_{ie}} \quad (2-28)$$

②  $C_2$  による影響  $C_2$  を考慮に入れ、 $C_1$ 、 $C_E$  を無視すると、等価回路は図 2-43 のようになる。この回路の電圧増幅度  $A_v''$  は、

$$A_v'' = \frac{h_{fe} R_L}{h_{ie}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega C_2 (R_c + R_i))^2}} \quad (2-29)$$

となる。式 (2-29) が式 (2-24) の  $1/\sqrt{2}$  倍になる低域しゃ断周波数  $f_{c2}$  は、

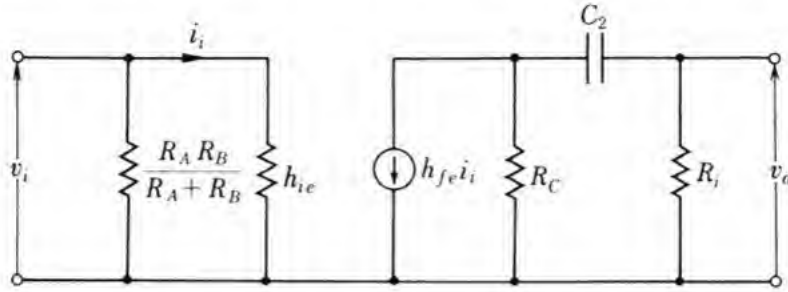


図 2-43 出力側の等価回路

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_C + R_L)} \quad (2-30)$$

となる。

- ③  $C_E$  による影響 以上, ①, ②の計算では, エミッタに接続されたインピーダンスが, じゅうぶん小さいと仮定している。エミッタに接続された  $C_E$  の影響の計算は複雑になるので, その結果だけを示すと,  $C_E$  によるしゃ断周波数  $f_{cE}$  は,

$$f_{cE} = \frac{h_{fe}}{2\pi C_E h_{ie}} \quad (2-31)$$

となる。

- (b) 高域の周波数特性 高域周波数では, トランジスタ自体の  $h_{fe}$  の低下と, コレクタ・エミッタ間の出力容量  $C_{oe}$  や配線間の分布容量<sup>①</sup>などが影響してくる。

そのため, 高域しゃ断周波数を高くするには,  $C_{oe}$  が小さく,  $h_{fe}$  の周波数特性のすぐれたトランジスタを使用しなければならないとともに, 配線にも注意が必要である。

① 配線と配線の間が生じる容量。

<例題 8>

図 2-44 の CR 結合増幅回路の  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_E$  によるしゃ断周波数を求めよ。ただし,  $h_{fe}=100$ ,  $h_{ie}=2$  [k $\Omega$ ] とする。

**解** 式 (2-28), (2-30), (2-31) を用いて計算すると,

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi C_1 h_{ie}} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^{-6} \times 2 \times 10^3} \approx 8 \text{ [Hz]}$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_C + R_i)} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^{-6} \times (5+2) \times 10^3} \approx 2.3 \text{ [Hz]}$$

$$f_{cE} = \frac{h_{fe}}{2\pi C_E h_{ie}} = \frac{100}{2\pi \times 100 \times 10^{-6} \times 2 \times 10^3} \approx 80 \text{ [Hz]}$$

注. 低域のしゃ断周波数はほとんど  $C_E$  の値によって決まるから, 低域の特性をよくするためには  $C_E$  の値をじゅうぶん大きなものにしなければならない。

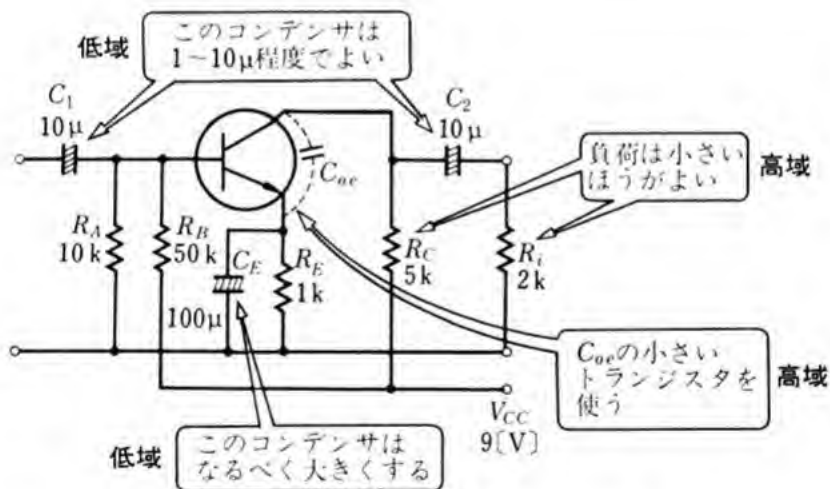


図 2-44 周波数特性をよくするには

(3) 2段 CR 結合増幅回路

図 2-45 は, 2段 CR 結合増幅回路の例で, 図 2-46 は, 中域における等価回路である。ただし,  $1/h_{oe} \gg R_L$  として  $h_{oe}$  は省略し, また, 各コンデンサのインピーダンスは, じゅうぶん小さいとして省略した。

5

10

この回路の全体の電圧増幅度と入力インピーダンスを求めてみよう。  
各トランジスタのパラメータは表2-2とする。

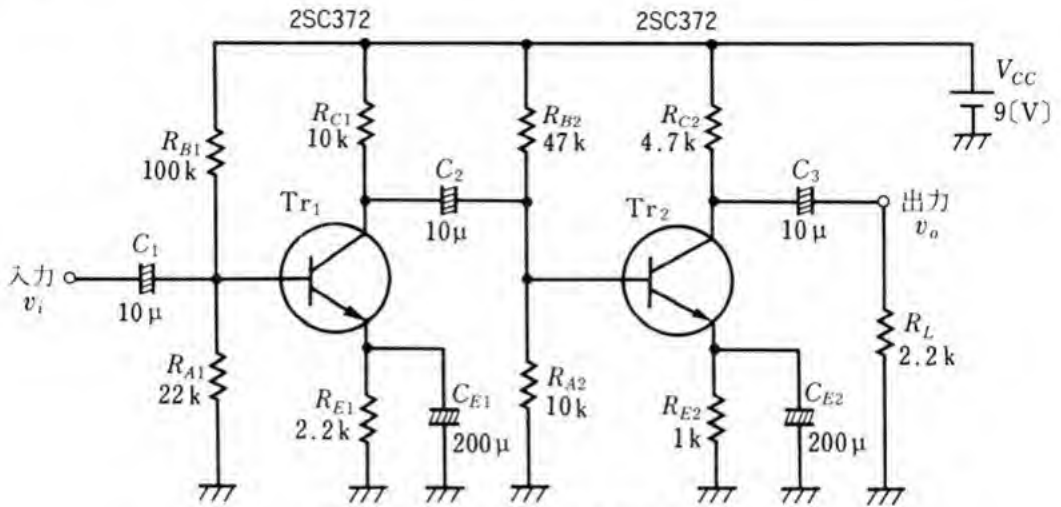


図 2-45 2段 CR 結合増幅回路例

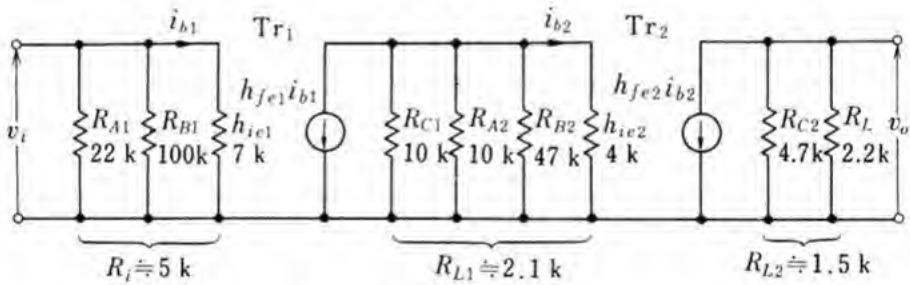


図 2-46 2段 CR 結合増幅回路の等価回路

表 2-2 トランジスタの特性

特 性	量	Tr <sub>1</sub>	Tr <sub>2</sub>
動作点の概略値	$V_{CE}$	3 [V]	3 [V]
	$I_C$	0.5 [mA]	1.0 [mA]
$h$ パラメータ	$h_{ie}$	7 [kΩ]	4 [kΩ]
	$h_{fe}$	110	120
	$h_{re}$	$0.4 \times 10^{-4}$	$0.3 \times 10^{-4}$
	$h_{oe}$	8 [μS]	15 [μS]

(a) 1段目の電圧増幅度  $A_{v1}$  1段目の負荷抵抗  $R_{L1}$  は、 $R_{C1}$ 、 $R_{A2}$ 、 $R_{B2}$  および  $Tr_2$  の入力インピーダンス  $h_{ie2}$  の並列合成抵抗となるので、

$$R_{L1} = \frac{1}{\frac{1}{R_{C1}} + \frac{1}{R_{A2}} + \frac{1}{R_{B2}} + \frac{1}{h_{ie2}}} = \frac{10^3}{\frac{1}{10} + \frac{1}{10} + \frac{1}{47} + \frac{1}{4}} [\Omega] \doteq 2.1 [\text{k}\Omega]$$

したがって、

$$A_{v1} = \frac{h_{\beta e1}}{h_{ie1}} R_{L1} = \frac{110}{7} \times 2.1 = 33$$

(b) 2段目の電圧増幅度  $A_{v2}$  2段目の  $Tr_2$  の負荷抵抗  $R_{L2}$  は、 $R_{C2}$  と  $R_L$  の並列合成抵抗となるので、

$$R_{L2} = \frac{1}{\frac{1}{R_{C2}} + \frac{1}{R_L}} = \frac{10^3}{\frac{1}{4.7} + \frac{1}{2.2}} [\Omega] \doteq 1.5 [\text{k}\Omega]$$

したがって、

$$A_{v2} = \frac{h_{\beta e2}}{h_{ie2}} R_{L2} = \frac{120}{4} \times 1.5 = 45$$

(c) 全体の電圧増幅度  $A_v$

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} = 33 \times 45 = 1485 \doteq 1500$$

(d) 入力インピーダンス  $R_i$  入力端からみた入力インピーダンス  $R_i$  は、 $R_{A1}$ 、 $R_{B1}$  が  $h_{ie1}$  と並列にはいるから、

$$R_i = \frac{1}{\frac{1}{R_{A1}} + \frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{h_{ie1}}} = \frac{10^3}{\frac{1}{22} + \frac{1}{100} + \frac{1}{7}} [\Omega] \doteq 5 [\text{k}\Omega]$$

問 7. 1段目、2段目の各電圧増幅度と、全体の電圧増幅度を利得 [dB] であらわしてみよ。

## 2. 直結増幅回路

CR 結合増幅回路は、段間に結合コンデンサを用いているので、低域で利得が減少する。また、直流分を含んだ信号の増幅には適しない。そこでこの点を解決するために、図 2-47 のように結合コンデンサを取り除いて前段と後段とを直接に結合した回路を、直結増幅回路という。

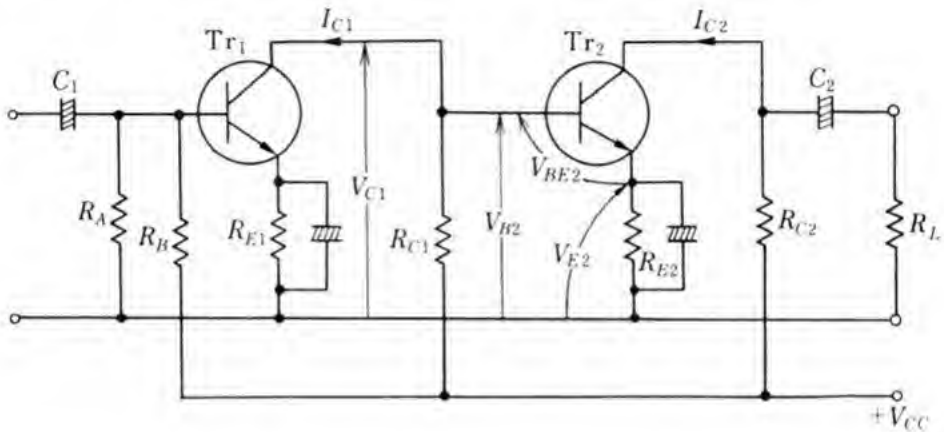


図 2-47 無帰還形直結増幅回路

この回路は、 $Tr_1$  のコレクタ電圧  $V_{C1}$  が  $Tr_2$  のベース電圧  $V_{B2}$  になり、 $Tr_1$  の動作点の変動が  $Tr_2$  で増幅されるので、安定度がわるいのが欠点である。

10 図 2-48 の回路は、 $Tr_2$  の  $R_{E2}$  の電圧  $V_{E2}$  を  $Tr_1$  のベースのバイアス用電圧として用いるもので、帰還形直結増幅回路とよばれる。

もし  $Tr_2$  の  $I_{C2}$  が増加した場合、 $V_{E2}$  が増加して  $Tr_1$  の  $I_{B1}$  を増加させるので  $I_{C1}$  も増加する。したがって、 $R_{C1}$  の電圧降下が増加して、 $Tr_2$  のベース電圧  $V_{B2}$  が低下する。このため  $Tr_2$  のベース電流  $I_{B2}$  が減少して  $I_{C2}$  の増加をおさえるようにはたらく。この回路  
15 は、図 2-47 の無帰還形の回路に比べてバイアスの安定度がよいのが特徴である。



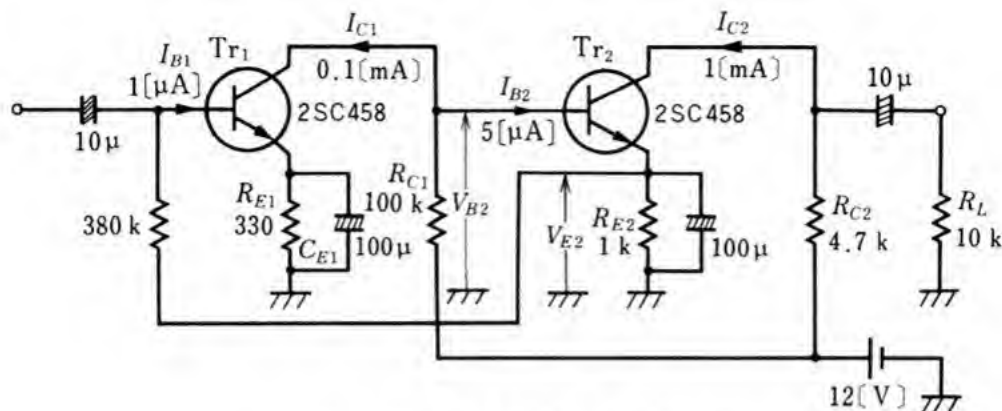


図 2-48 帰還形直結増幅回路例

$R_{C1} \gg h_{ie2}$  であるため、1段目の負荷抵抗  $R_{L1}$  は2段目の入力インピーダンス  $h_{ie2}$  とほぼ等しくなる。そのため、この回路の全体の電圧増幅度  $A_v$  は、

$$A_v = \frac{h_{fe1}}{h_{ie1}} R_{L1} \cdot \frac{h_{fe2}}{h_{ie2}} R_{L2} \doteq \frac{R_{L2}}{h_{ie1}} h_{fe1} h_{fe2} \quad (2-32)$$

となる。ただし、 $R_{L2} = \frac{R_{C2} R_L}{R_{C2} + R_L}$  である。

注. npn 形トランジスタのコレクタ直流電圧は、ベース直流電圧より高いので、直結増幅回路では、1段目のトランジスタ  $Tr_1$  のコレクタ電圧より、2段目の  $Tr_2$  のコレクタ電圧が高くなる。したがって、同一種類のトランジスタを多段に接続する場合は、直流の電位の調整をどこかで行わなければならない。これを、後で学ぶが、**レベルシフト** (155 ページ参照) とよぶ。

問 8. 図 2-48 の回路の電圧増幅度を求めよ。ただし、 $h_{ie1} = 47 \text{ [k}\Omega\text{]}$ 、 $h_{ie2} = 5 \text{ [k}\Omega\text{]}$ 、 $h_{fe1} = 180$ 、 $h_{fe2} = 200$  とする。

### 3. 変成器結合増幅回路

トランジスタは、一般に入力インピーダンスが低く、出力インピーダンスが高いため、そのまま多段に接続して増幅するとインピーダンスの不整合によって1段あたりの電力利得が低下する。

そこで、図2-49のように、入出力間に変成器を用いてインピーダンス整合がとれるようにしたものを、**変成器結合増幅回路**という。

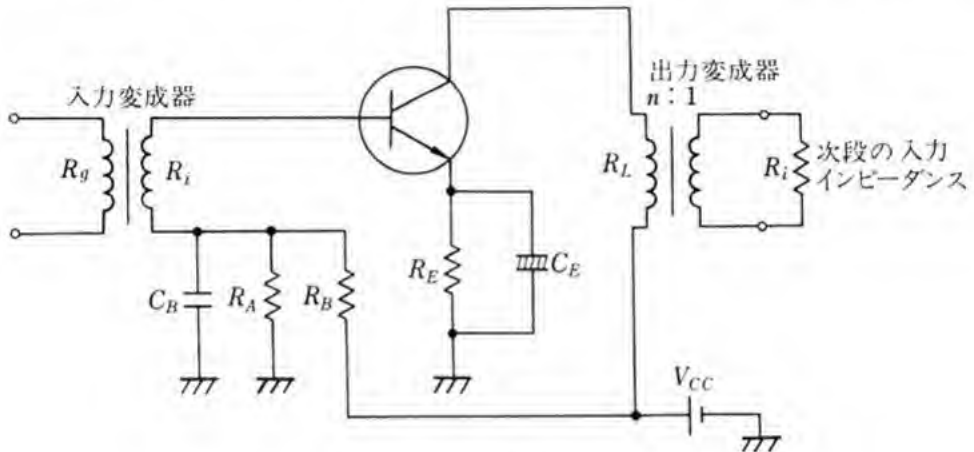


図 2-49 変成器結合増幅回路

変成器結合は、変成器を用いているため負荷に直流電流が流れない。したがって、電源電圧を有効に利用できるので、低い電源電圧で大きい出力電力や電力利得を得ることができる。

#### 10 (1) 電力利得

変成器の二次側に次段の入力インピーダンス  $R_i$  が接続されているとき、一次側からみた負荷インピーダンス  $R_L$  は、変成器の巻数比を  $n:1$  とすると、

$$R_L = n^2 R_i \quad (2-33)$$

15 となる。したがって、巻数比  $n$  を適当に選ぶことによって負荷  $R_L$  の値をトランジスタの出力インピーダンス  $1/h_{oe}$  と等しくすることができる。これを、**インピーダンス整合をとる**という。

インピーダンス整合時の最大電力利得は、次の式で求められる。

$$G_{pm} = 10 \log_{10} \frac{h_{fe}^2}{4h_{ie}h_{oe}} \text{ [dB]} \quad (2-34)$$

たとえば、 $h_{fe}=100$ 、 $h_{ie}=2 \text{ [k}\Omega\text{]}$ 、 $h_{oe}=20 \text{ [}\mu\text{S]}$  とすると、  
 $G_{pm} = 10 \log_{10} 6.25 \times 10^4 \approx 48 \text{ [dB]}$  となる。

実際の回路では、インピーダンスが多少不整合であっても、電力利得はあまり変わらないため、それほど厳密にインピーダンス整合をとる必要はない。

(2) 動 特 性

変成器結合増幅回路の直流負荷は、エミッタ抵抗  $R_E$  と出力変成器一次側の巻線のもつ直流抵抗  $R_W$  の和で、交流負荷は出力変成器の一次側からみたインピーダンス  $R_L$  である。

したがって、動特性は図 2-50 に示すように、動作点 P がほぼ電源電圧  $V_{CC}$  の垂線上にあって、出力電圧はおよそ 0 から  $2V_{CC}$  の範囲で変化する。このように出力電圧が電源電圧  $V_{CC}$  より高くなるのは、コレクタ電流が減少するとき、出力変成器の一次コイルに逆起電力を生ずるためである。

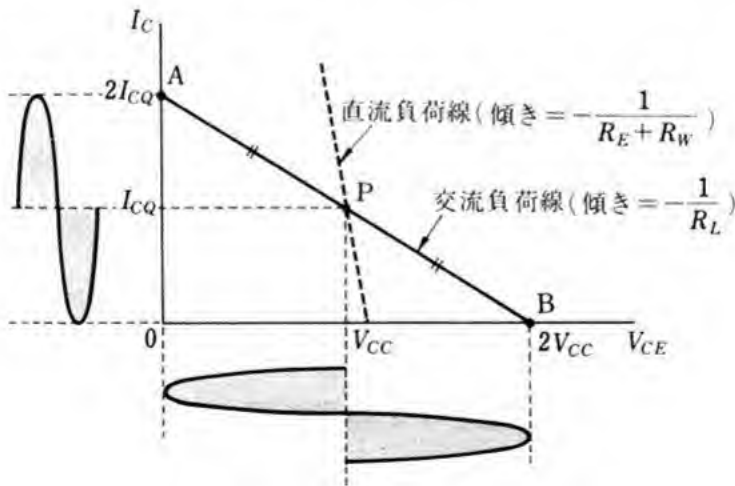


図 2-50 動 特 性

(3) 周波数特性

変成器結合増幅回路では、周波数が低くなると変成器のインピーダンスが低下するため利得が下がる。また、周波数が高くなると変成器の巻線間の分布容量<sup>①</sup>などによって高域特性がわるくなる。

5 このため、CR結合増幅回路に比べて変成器結合増幅回路の周波数特性は、図2-51に示すように帯域幅がせまくなる。

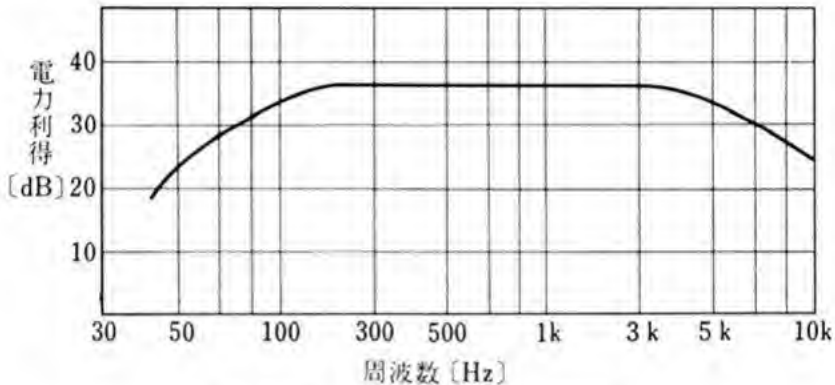


図 2-51 周波数特性の一例

表 2-3 に低周波変成器の規格例を示す。

表 2-3 低周波変成器の規格例

種類	インピーダンス		直 流 抵 抗		巻数比
	一次側	二次側	一次側	二次側	
T-1	100 [kΩ]	1 [kΩ]	1270 [Ω]	45 [Ω]	10 : 1
T-2	20	1	670	78	4.5 : 1
T-3	10	1	470	78	3.1 : 1
T-4	8	2	390	120	2 : 1
T-5	4	2	250	160	1.4 : 1
T-6	2	2	300	170	1 : 1
T-7	1	2	57	160	0.7 : 1

注. 通常、低周波変成器の表示には、巻数比よりもインピーダンス比が使われている。

問 9. 変成器結合増幅回路では、コレクタ電圧が電源電圧より高くなるのは、どのようなときか。

① コイルの分布容量については第7章で学ぶ。

### 4. 負帰還増幅回路

増幅回路の内部では、波形のひずみや雑音が発生したり、温度によって利得が変化するなど、その特性は不完全である。そこで、この不完全なところを改善するために負帰還が使われる。負帰還を使った増幅回路を **負帰還増幅回路** といい、実用上よく使われる重要な回路である。

#### 1. 負帰還の原理

増幅回路の出力信号の一部を入力側にもどすことを **帰還** (feedback) といい、帰還した信号が入力信号と同相の場合を **正帰還**、逆相の場合を **負帰還** という。正帰還は発振回路 (第3章で学ぶ) で用いられるが、動作が不安定となるため増幅回路にはあまり使われない。

図2-52は、負帰還増幅回路の原理図である。帰還電圧  $v_f$  と出力電圧  $v_o$  との比を **帰還率** といい、 $\beta$  であらわす。すなわち、

$$\beta = \frac{v_f}{v_o}$$

である。したがって、帰還電圧  $v_f$  は  $v_f = \beta v_o$  となる。

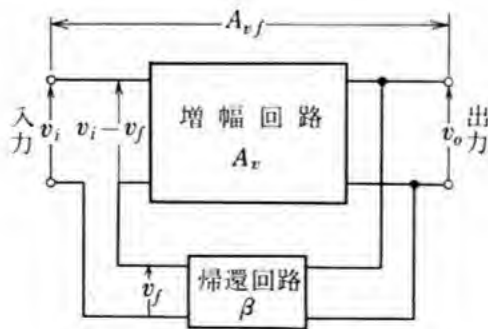


図 2-52 負帰還の原理図

## (1) 負帰還の電圧増幅度

負帰還をかけないときの増幅回路の電圧増幅度を  $A_v$ 、入力電圧を  $v_i$  とすると、出力電圧  $v_o$  は、次のようになる。

$$v_o = A_v v_i$$

- 5 次に、出力電圧の  $\beta$  倍の電圧  $v_f$  を入力側に負帰還した場合は、増幅回路の入力電圧は図 2-52 のように  $v_i - v_f$  になるから、次の式が成り立つ。

$$v_o = A_v(v_i - v_f) = A_v(v_i - \beta v_o)$$

したがって、負帰還時の電圧増幅度を  $A_{vf}$  とすれば、

$$10 \quad A_{vf} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A_v}{1 + A_v \beta} \quad (2-35)$$

となる。式 (2-35) は負帰還時の電圧増幅度をあらわす基本式で、 $A_v \beta$  をループゲインという。 $1 + A_v \beta$  を帰還量 ( $F$ ) といい、ふつう次のようにデシベルであらわす。

$$F = 20 \log_{10}(1 + A_v \beta) \text{ [dB]} \quad (2-36)$$

## 15 &lt;例題 9&gt;

$A_v = 1000$  の増幅回路に、 $\beta = 0.02$  の負帰還をかけたときの電圧増幅度  $A_{vf}$  と、帰還量  $F$  とを求めよ。

**解** 式 (2-35) から、

$$A_{vf} = \frac{1000}{(1 + 1000 \times 0.02)} \doteq 48$$

20 式 (2-36) から、

$$F = 20 \log_{10}(1 + 1000 \times 0.02) \doteq 26 \text{ [dB]}$$

問 10. 例題 9 で増幅回路の増幅度  $A_v$  が 10 [%] 低下したとき、全体の増幅度  $A_{vf}$  は何 [%] 変動するか。

(2) 負帰還の特徴と種類

負帰還増幅回路のループゲインを大きくしていくと、 $A_v\beta \gg 1$  となるから、

$$A_{v_f} = \frac{A_v}{1 + A_v\beta} \doteq \frac{A_v}{A_v\beta} = \frac{1}{\beta} \quad (2-37)$$

となって、 $A_{v_f}$  は  $\beta$  のみで決まり、 $A_v$  には無関係になる。

したがって、もし帰還回路の特性がすぐれていれば、全体の利得は、帰還回路の特性で決定されるため、増幅回路の不完全さはあらわれず、すぐれた回路が得られる。

たとえば、帰還回路に抵抗のような、周波数特性をもたない素子を用いると、 $A_{v_f}$  の周波数特性を図2-53のように改善する（帯域幅を広げる）ことができる。

そのほか負帰還の特徴をまとめると、次のようになる。

- ① 温度や電源電圧の変動などによる増幅回路の利得の変化に対して安定になる。
- ② 増幅回路内部のひずみ・雑音を減少できる。
- ③ 帯域幅を広げられる。ただし、利得は低下する（図2-53）。
- ④ 入力インピーダンスや出力インピーダンスが変わる。

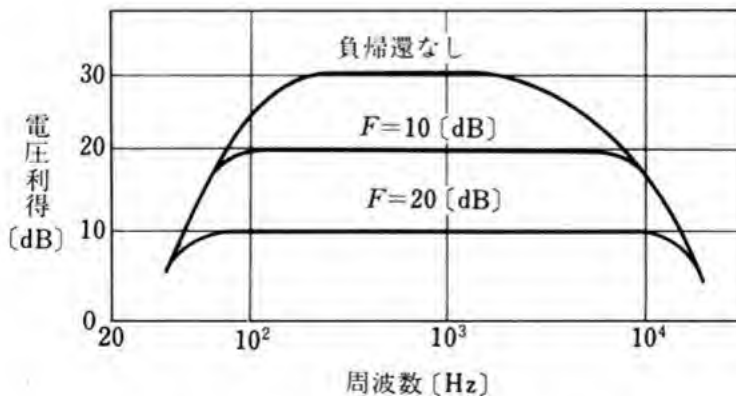


図 2-53 負帰還による周波数特性改善例



負帰還の方式は、出力側から帰還電圧を直列に取り出すか並列に取り出すか、また、それを入力側に直列に加えるか並列に加えるかによって、図2-54の原理図に示すように、4通りある。

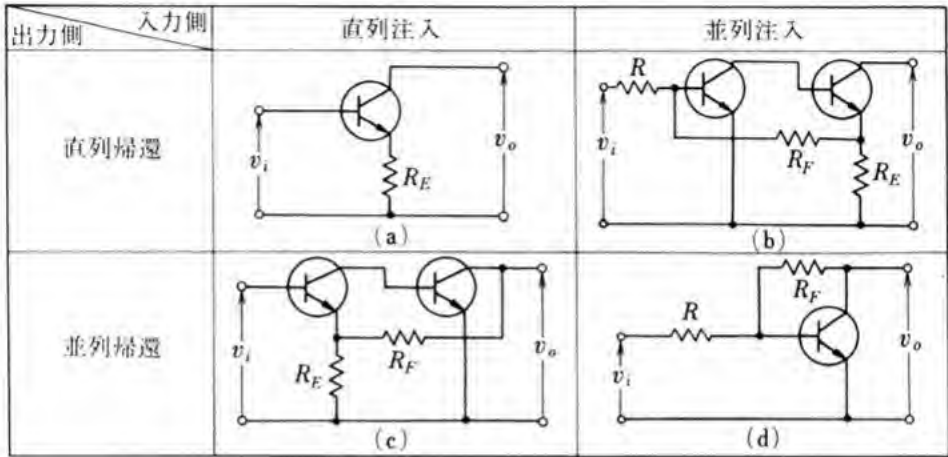


図2-54 負帰還の方式

## 2. 直列帰還回路

- 5 図2-55のように、エミッタに帰還用の抵抗  $R_E$  を入れ、出力電流に比例した電圧  $v_f$  を入力側に帰還するようにしたものを直列帰還回路または電流帰還回路とい
- い、図2-54(a)にあたる。

- いま、帰還がない場合の電
- 10 圧増幅度を  $A_v$  とすると、

$$A_v = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_L \quad (2-38)$$

となる。帰還があると、帰還率  $\beta$  は、

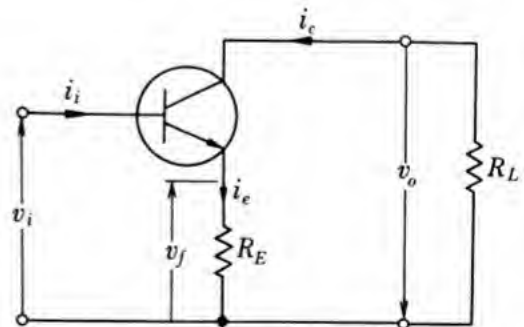


図2-55 直列帰還回路

$$\beta = \frac{v_f}{v_o} = \frac{i_e R_E}{i_c R_L} \doteq \frac{R_E}{R_L}$$

となるから、帰還時の電圧増幅度  $A_{vf}$  は次のようになる。

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + A_v \beta} = \frac{h_{fe} R_L}{h_{ie} + h_{fe} R_E} \quad (2-39)$$

式(2-38)と式(2-39)を比較してみると、式(2-38)の  $h_{ie}$  が式(2-39)では  $h_{ie} + h_{fe} R_E$  になっていることがわかる。したがって、図2-55の入力インピーダンスを  $R_i$  とすれば、

$$R_i = h_{ie} + h_{fe} R_E \quad (2-40)$$

であると考えられる。すなわち、帰還によって入力インピーダンスが  $R_E$  の  $h_{fe}$  倍だけ増加したことになる。

式(2-40)を書き直すと、次のようになる。

$$R_i = h_{ie} \left( 1 + \frac{h_{fe} R_L}{h_{ie}} \cdot \frac{R_E}{R_L} \right) = h_{ie} (1 + A_v \beta) \quad 10$$

すなわち、直列帰還では入力インピーダンスは、帰還のない場合の  $(1 + A_v \beta)$  倍となることがわかる。したがって、この回路は高入力インピーダンス回路として適している。

もし、 $A_v \beta \gg 1$  であれば、式(2-38)から、

$$A_{vf} \doteq \frac{1}{\beta} = \frac{R_L}{R_E} \quad (2-41) \quad 15$$

となり、電圧増幅度は、 $R_L$  と  $R_E$  の比だけで決まる。

### <例題 10>

図2-56のCR結合増幅回路で、 $C_E$ を取り除いた場合の電圧増幅度と入力インピーダンスを求めよ。ただし、 $h_{ie} = 2$  [k $\Omega$ ],  $h_{fe} = 100$  とする。

**解**  $R_C$  と  $R_i'$  の並列合成抵抗を  $R_L$  とすれば、式(2-39)から、

$$\begin{aligned} A_{vf} &= \frac{h_{fe}}{h_{ie} + h_{fe} R_E} \left( \frac{R_C R_i'}{R_C + R_i'} \right) \\ &= \frac{100}{2 + 100 \times 1} \left( \frac{5 \times 2}{5 + 2} \right) \doteq 1.4 \end{aligned}$$

ベースからみた入力インピーダンス  $R_i$  は式 (2-40) から、

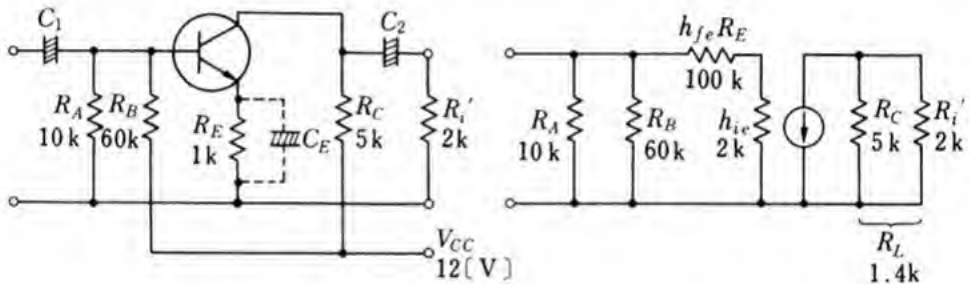
$$R_i = h_{ie} + h_{fe}R_E = 2 + 100 \times 1 = 102 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

となる。ただし、入力端子からみた入力インピーダンス  $R_{if}$  は、 $R_A$  と  $R_B$  が並列にはいってくるので、次のようになる。

$$R_{if} = \frac{1}{\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_i}} = \frac{10^3}{\frac{1}{10} + \frac{1}{60} + \frac{1}{102}} \text{ [}\Omega\text{]} \doteq 7.9 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

**別解**  $A_{vf}$  は式 (2-41) から、近似的に求めることができる。

$$A_{vf} \doteq \frac{R_L}{R_E} = \frac{1.4}{1} = 1.4$$



(a) CR結合増幅回路

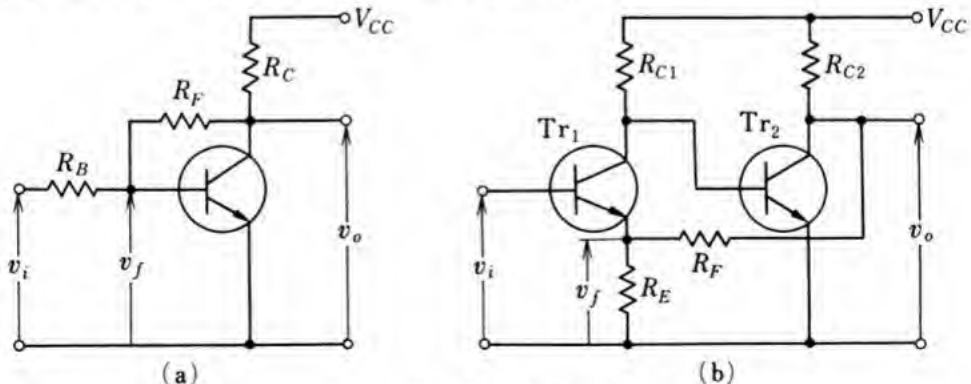
(b) 等価回路

図 2-56 直列帰還回路の例

### 3. 並列帰還回路

図 2-57 のように、 $R_F$  を通して出力電圧の一部を入力側に帰還

10 する回路を、並列帰還回路または電圧帰還回路という。



(a)

(b)

図 2-57 並列帰還回路

図2-57(a)の1段増幅の回路(図2-54(d)にあたる)では、じゅうぶん大きな利得が得られなかったり、負帰還により入力インピーダンスが低下するなどの欠点があるので、ふつうは図(b)の2段増幅回路で並列帰還を行う(図2-54(c)にあたる)。

図(b)の回路では、2段目の出力電圧  $v_o$  が、 $R_F$  を通して1段目のエミッタ側に帰還される。ふつう、 $R_F$  は  $R_E$ 、 $R_{C2}$  に比べてじゅうぶん大きな値である。この場合、帰還率  $\beta$  は、次のようになる。

$$\beta = \frac{R_E}{R_E + R_F} \doteq \frac{R_E}{R_F} \quad (2-42)$$

$R_F$  がいないときの1段目と2段目の電圧増幅度を  $A_{v1}$ 、 $A_{v2}$  とすると、 $R_F$  をつなぎ負帰還をかけたときの電圧増幅度  $A_{vf}$  は、次のようになる。

$$A_{vf} = \frac{A_{v1} \cdot A_{v2}}{1 + A_{v1} \cdot A_{v2} \cdot \beta} \quad (2-43)$$

一般に、 $A_{v1} \cdot A_{v2}$  はひじょうに大きく、 $A_{v1} \cdot A_{v2} \cdot \beta \gg 1$  となるから、

$$A_{vf} \doteq \frac{1}{\beta} \doteq \frac{R_F}{R_E} \quad (2-44)$$

とみなしても、実用上さしつかえない。

### (1) 並列帰還回路例

図2-58は、2段CR結合増幅回路に負帰還をかけた例である。この回路の全体の電圧増幅度と入力インピーダンスを求めてみよう。ただし、トランジスタの特性は、表2-4とする。

表 2-4

特 性	量	$Tr_1$	$Tr_2$
動作点の概略値	$V_{CE}$	4 [V]	4 [V]
	$I_C$	300 [ $\mu$ A]	1 [mA]
$h$ パラメータ	$h_{fe}$	480	280
	$h_{ie}$	32 [k $\Omega$ ]	9 [k $\Omega$ ]

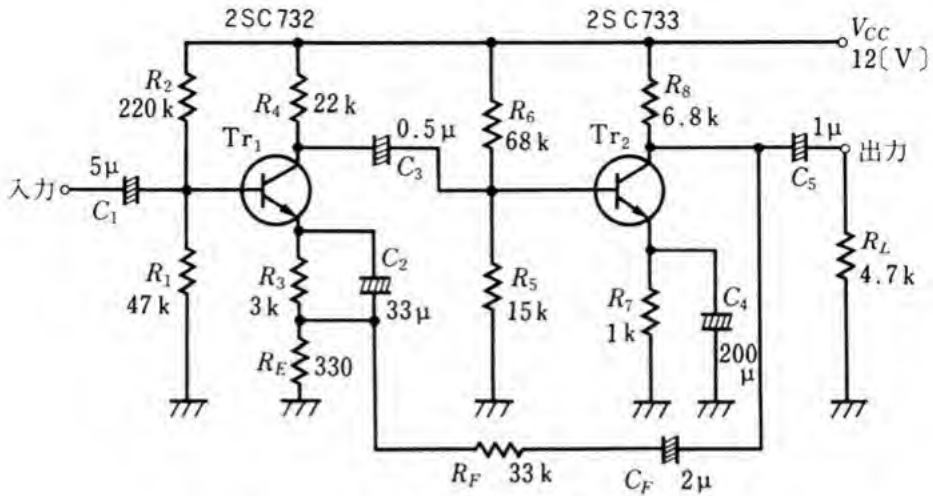


図 2-58 負帰還をかけた 2 段 CR 結合増幅回路例

(a)  $R_F$  で負帰還をかけないときの電圧増幅度  $Tr_1$  の負荷抵抗  $R_{L1}$  は、次のようになる。

$$R_{L1} = \frac{1}{\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{h_{ie2}}} = \frac{10^3}{\frac{1}{22} + \frac{1}{15} + \frac{1}{68} + \frac{1}{9}} [\Omega] \doteq 4.2 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$R_F$  が無いとき、 $Tr_1$  は 109 ページの図 2-55 と同じ直列帰還となっているから、1 段目の増幅度  $A_{v1}$  は、式 (2-39) から、

$$A_{v1} = \frac{h_{fe1} R_{L1}}{h_{ie1} + h_{fe1} R_E} = \frac{480 \times 4.2}{32 + 480 \times 0.33} \doteq 10.6$$

となり、 $Tr_2$  の負荷抵抗  $R_{L2}$  は、

$$R_{L2} = \frac{1}{\frac{1}{R_8} + \frac{1}{R_L}} = \frac{10^3}{\frac{1}{6.8} + \frac{1}{4.7}} [\Omega] \doteq 2.8 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

となる。したがって、2 段目の電圧増幅度  $A_{v2}$  は、式 (2-38) から、

$$A_{v2} = \frac{h_{fe2} R_{L2}}{h_{ie2}} = \frac{280 \times 2.8}{9} \doteq 87$$

となり、全体の電圧増幅度  $A_v$  は、次のようになる。

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} = 10.6 \times 87 \doteq 920 \quad (59 \text{ [dB]})$$

(b)  $R_F$  で負帰還をかけたときの電圧増幅度 式(2-42)から,

$$\beta = \frac{R_E}{R_F} = \frac{0.33}{33} = 0.01$$

となる。したがって、 $R_F$  をつないだときの電圧増幅度  $A_{v_f}$  は、次のようになる。

$$A_{v_f} = \frac{A_v}{1 + A_v \beta} = \frac{920}{1 + 920 \times 0.01} \doteq 90.2 \quad (39 \text{ [dB]})$$

(c) 入力インピーダンス 図2-58の回路は、1段目に  $R_E$  によって電流帰還がかかり、さらに  $R_F$  を通して二重の帰還がかかっている。したがって、トランジスタのベースからみた入力インピーダンス  $R_i$  は、

$$\begin{aligned} R_i &= (1 + A_v \beta)(h_{ie1} + h_{fe1} R_E) \\ &= (1 + 920 \times 0.01)(32 + 480 \times 0.33) \doteq 1940 \text{ [k}\Omega\text{]} \end{aligned}$$

となる。入力端子からみた入力インピーダンス  $R_{i_f}$  は、 $R_1$ 、 $R_2$  が並列にはいるから、次のようになる。

$$R_{i_f} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_i}} = \frac{10^3}{\frac{1}{47} + \frac{1}{220} + \frac{1}{1940}} \text{ [}\Omega\text{]} \doteq 38 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

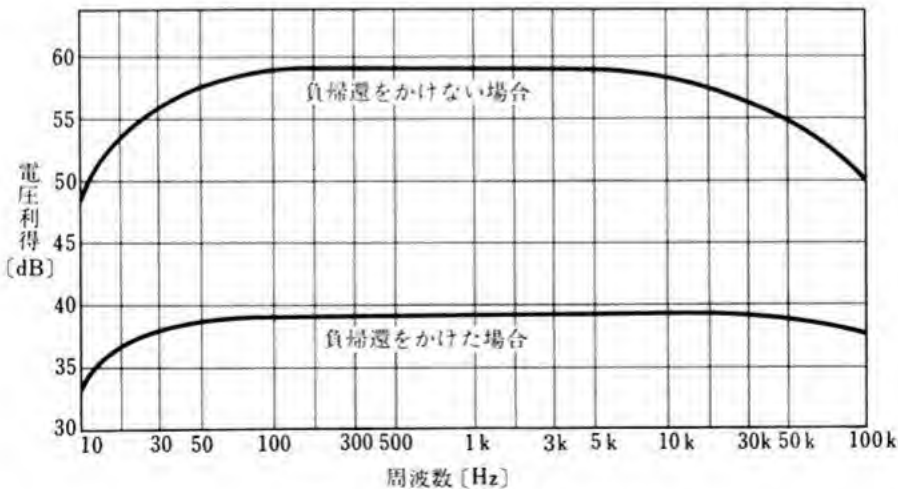


図2-59 周波数特性例

図 2-59 は、図 2-58 の回路の周波数特性の実測例である。この図から、負帰還をかけない場合の周波数帯域はほぼ 40 [Hz]~30 [kHz] であるが、負帰還をかけた場合は 20 [Hz]~100 [kHz] 以上に改善されていることがわかる。

5 (2) 2 段直結増幅回路に負帰還をかけた例

図 2-60 (a) は、2 段直結増幅回路に負帰還をかけた例である。この回路は、図 2-58 と同様に、出力から  $Z_F$  を通して 1 段目のエミッタに負帰還 (図 2-54 (c) にあたる) がかけられている。また、 $Tr_2$  のエミッタから  $Tr_1$  のベースへ、150 [k $\Omega$ ] の抵抗が接続されて

10 いるが、これは直流分に対する負帰還回路 (図 2-54 (b) にあたる) である。この直流分に対する負帰還により、回路のバイアスが安定化されている。交流信号に対しては、 $Tr_2$  のエミッタはバイパスコンデンサ 100 [ $\mu$ F] で接地されるため、150 [k $\Omega$ ] は負帰還回路とはならず、 $Z_F$  だけが交流信号に対して負帰還回路となる。

15  $Z_F$  として図 (b) の回路を用いると、後で学ぶ (151 ページ参照) ように、利得に周波数変化をもたせることができる。

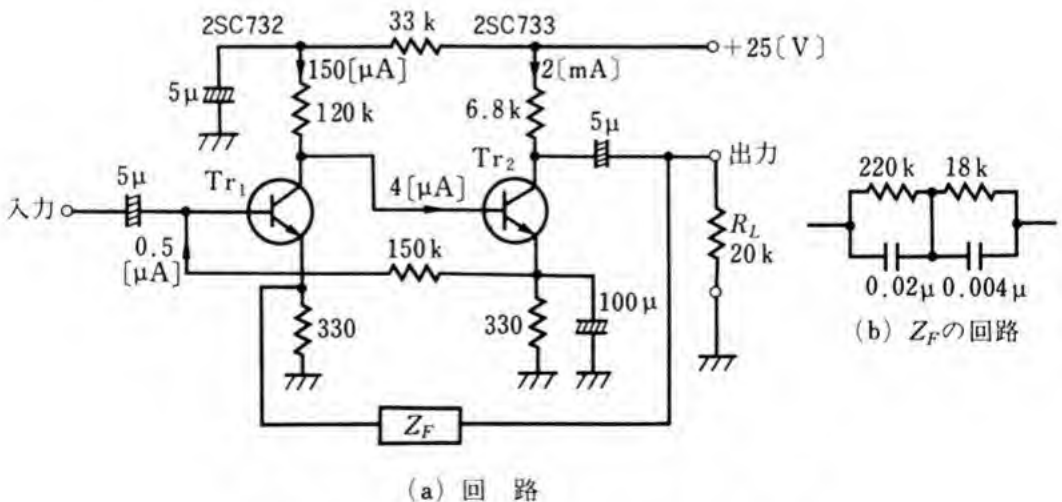


図 2-60 負帰還をかけた 2 段直結増幅回路例



## 5. 電力増幅回路

電力増幅回路は、小信号増幅回路に比べて、取り扱う信号が大きいため、いままで学んだような交流の等価回路を用いることができない。このため、主として特性曲線上の作図によって特性を求めている。ここでは、A級電力増幅回路とB級プッシュプル電力増幅回路を中心にして、電力増幅回路の動作を調べてみよう。

### 1. 電力増幅回路の基礎

トランジスタ増幅回路は、本質的にはすべて電力増幅回路であるが、ここでは最終目的の負荷に大きな信号電力を供給する回路を、とくに電力増幅回路とよぶことにする。

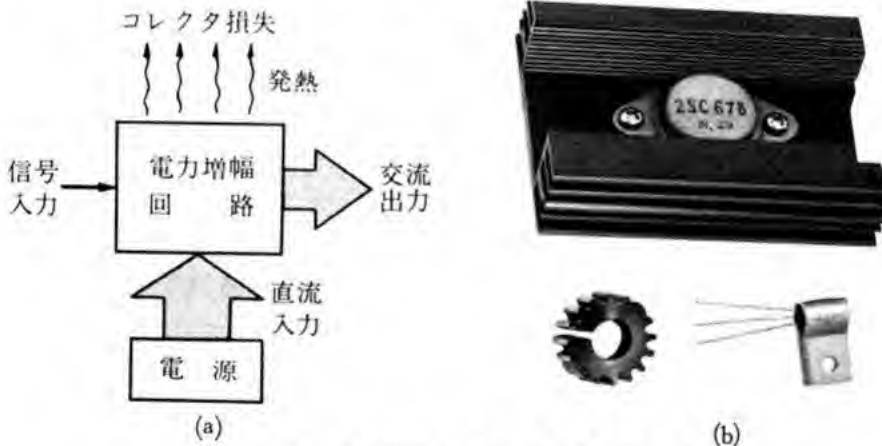


図 2-61 トランジスタの発熱と放熱板の例

大信号を取り扱う電力増幅回路では、大きなコレクタ電流が流れるので、図 2-61 (a) のようにトランジスタ内部での発熱が問題となる。この発熱は、コレクタ・エミッタ間電圧  $V_{CE}$  とコレクタ電流  $I_C$  との積、すなわち第 1 章で学んだコレクタ損失で決まり、

$$P_C = V_{CE} I_C \quad (2-45)$$

で与えられる。この値がトランジスタの最大コレクタ損失  $P_{Cmax}$  をこえると、発熱のためトランジスタが破壊されることがある。このため、図 (b) のような放熱板をとりつける。

電力増幅用トランジスタの動作範囲は、図 2-62 (a) のように最大コレクタ電圧  $V_{CEmax}$ 、最大コレクタ電流  $I_{Cmax}$  の両直線と、最大コレクタ損失  $P_{Cmax}$  の曲線で囲まれた領域内に限られる。

なお、最大コレクタ損失は、放熱板の有無や周囲温度によって図 (b) のように変化するから、実際に使用するトランジスタに許されるコレクタ損失  $P_C$  (許容コレクタ損失) は、最大定格  $P_{Cmax}$  より小さくなることに注意しなければならない。

電力増幅回路では、バイアスの変化がおきやすいので、とくにバイアスの安定化が必要である。このため、ダイオードによる温度補償が一般に行われている (90, 127 ページ参照)。

また、電力増幅回路は、大信号を取り扱うため動作範囲が広くなり、小信号増幅のときのように、 $h$  パラメータを使って計算できないので、図上で求める方法が行われている。

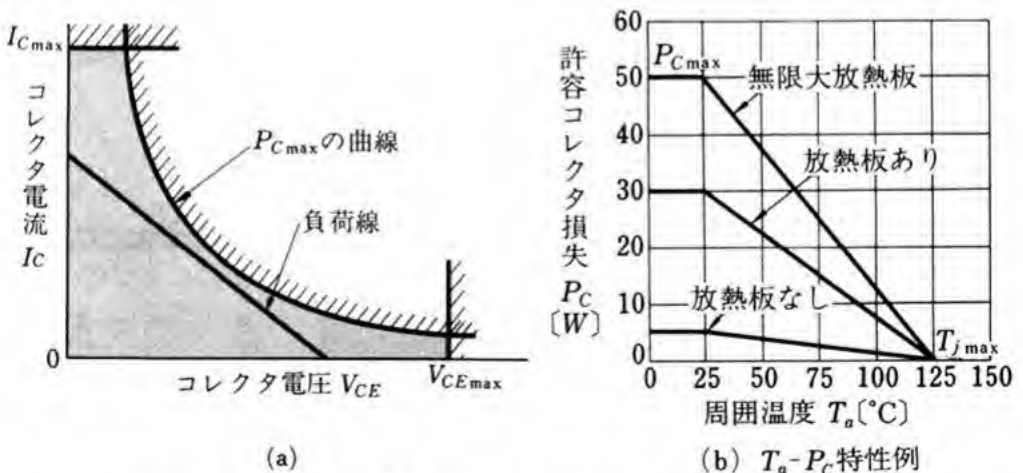


図 2-62 電力増幅用トランジスタの動作範囲と許容コレクタ損失

2. A 級電力増幅回路

A 級電力増幅回路は、回路が比較的簡単でひずみが少ないため、主として小出力の電力増幅回路として用いられる。

図 2-63 は、A 級電力増幅回路の基本回路で、負荷との結合には出力変成器が使われる。一般に、出力変成器の巻線抵抗はひじょう

に小さいので、トランジスタの直流負荷はほとんど 0 とみなされ、コレクタ・エミッタ間には電源電圧  $V_{CC}$  がそのままかかる

と考えるとよい。また、

交流的には出力変成器の二次側の負荷  $R_S$  が  $n^2$  倍されて一次側にあらわれるので、一次側からみた交流負荷  $R_L$  は、次のようになる。

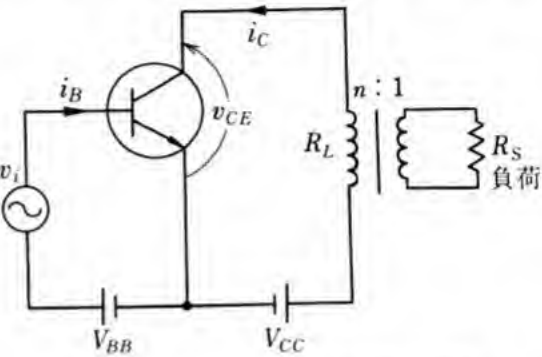


図 2-63 A 級電力増幅基本回路

$$R_L = n^2 R_S$$

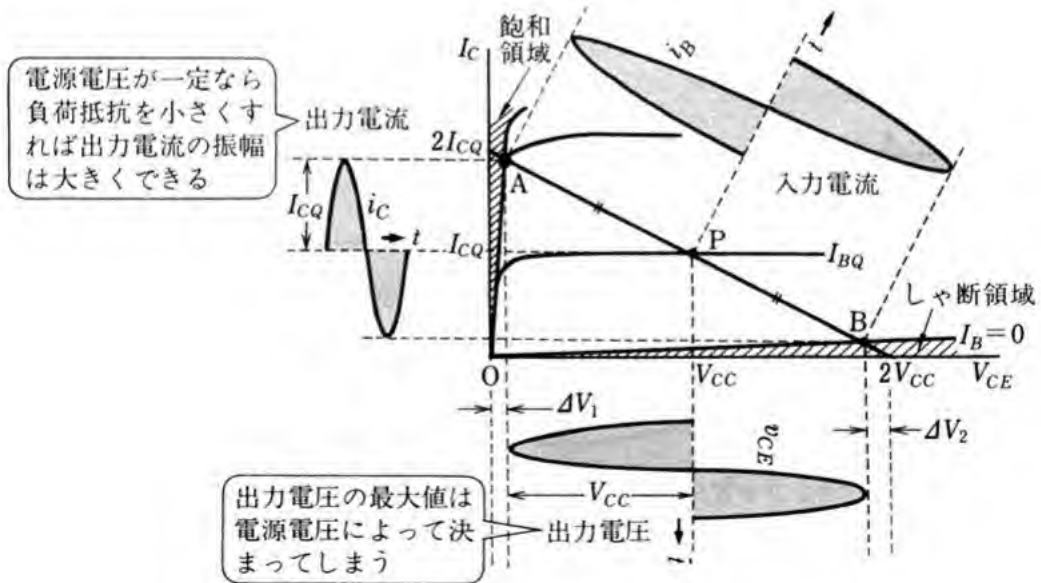


図 2-64 A 級電力増幅回路の動特性

## 動 特 性

電源電圧  $V_{CC}$  と交流負荷  $R_L$  が与えられたときの A 級電力増幅回路の動特性は、図 2-64 のようになる。動作点 P を交流負荷線の中央にくるようにバイアスを設定すれば、最大出力電圧が得られる。

- 5  $\Delta V_1, \Delta V_2$  の領域<sup>①</sup>では、トランジスタが動作しないが、 $\Delta V_1, \Delta V_2$  は小さいので無視でき、コレクタ電流  $I_{CQ}$  は負荷線の傾きから、

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

となる。次に、信号が正弦波の場合の、最大出力電力・電源効率・コレクタ損失を求めてみよう。

- 10 (a) 最大出力電力 図 2-64 から、出力電圧の最大値は  $V_{CC}$ 、出力電流の最大値は  $I_{CQ}$  となるので、これを実効値に直して最大出力電力  $P_{om}$  を求めると、

$$P_{om} = \frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_{CC} I_{CQ}$$

- 15 となる。交流負荷線の傾きから、 $R_L = V_{CC}/I_{CQ}$  であるから、交流負荷  $R_L$  と最大出力電力  $P_{om}$  との関係は次のようになる。

$$P_{om} = \frac{1}{2} V_{CC} I_{CQ} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \quad (2-46)$$

- 20 式 (2-46) からわかるように、最大出力電力を大きくするためには、電源電圧  $V_{CC}$  が一定のときは、交流負荷  $R_L$  すなわち、出力変成器の一次側からみたインピーダンスは、小さなものを使用する必要がある。

- (b) 電源効率 負荷から取り出せる出力電力と、電源から供給

① これらの領域を、図 2-64 に示すように、トランジスタの飽和領域、シャ断領域という。

される直流電力との比を電源効率という。A級電力増幅の場合、電源が供給するコレクタ電流の平均値は、図2-65に示すように、信号の大小に無関係に一定で、 $I_{CQ}$ となる。したがって、電源が供給する平均電力  $P_{DC}$  は、

$$P_{DC} = V_{CC} I_{CQ} \quad 5$$

となる。また、A級電力増幅回路の電源効率は、最大出力時に最大となる。このときの電源効率  $\eta_m$  は、

$$\eta_m = \frac{P_{om}}{P_{DC}} = \frac{\frac{1}{2} V_{CC} I_{CQ}}{V_{CC} I_{CQ}} = \frac{1}{2} = 0.5 \quad (2-47)$$

となり、50[%]になる。しかし、実際には、回路の損失のため30~40[%]程度にしかない。

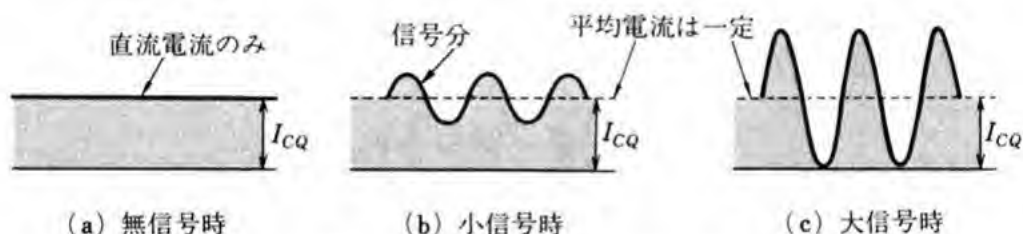


図2-65 コレクタ電流の平均値は一定

(c) コレクタ損失 電源の平均電力  $P_{DC}$  と交流出力電力  $P_o$  との差は、すべてコレクタ損失  $P_C$  となり、

$$P_C = P_{DC} - P_o$$

とあらわされる。 $P_C$  は  $P_o = 0$  のとき、すなわち無信号時に最大となる。したがって、コレクタ損失の最大値  $P_{Cm}$  は式(2-46)から、

$$P_{Cm} = P_{DC} = V_{CC} I_{CQ} = 2P_{om} \quad (2-48) \quad 15$$

となって、最大出力電力の2倍がコレクタ損失の最大値になる。

最大出力電力、電源効率、コレクタ損失などを電力増幅回路の動作量という。

問 11. A 級電力増幅回路で、負荷  $R_L$  が一定のとき、電源電圧を 2 倍にしたら、最大出力電力は何倍になるか。

問 12. A 級電力増幅回路では、入力信号のあるときとないときで、どちらがコレクタ損失が大きくなるか。

5 <例題 11>

図 2-66 の A 級電力増幅回路の動作量を求めよ。

解 理想状態の場合について動作量を求めると、次のようになる。

最大出力電力  $P_{om} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L} = \frac{12^2}{2 \times 600} [\text{W}] = 120 [\text{mW}]$

コレクタ電流の平均値  $I_{cQ} = \frac{V_{cc}}{R_L} = \frac{12}{600} [\text{A}] = 20 [\text{mA}]$

10 電源の平均電力  $P_{DC} = V_{cc}I_{cQ} = 12 \times 20 = 240 [\text{mW}]$

コレクタ損失  $P_C = P_{DC} - P_{om} = 240 - 120 = 120 [\text{mW}]$   
(最大出力時)

コレクタ損失  $P_C = P_{DC} = 240 [\text{mW}]$   
(無信号時)

電源効率  $\eta_m = \frac{P_{om}}{P_{DC}} = \frac{120}{240} = 0.5 = 50 [\%]$   
(最大出力時)

15 注. 回路の損失を考えると、実際にはトランジスタの内部抵抗、エミッタ抵抗、出力変成器の巻線抵抗などによって損失を生じるので、実際の出力は理想出力の 60~80 [%] に低下する。

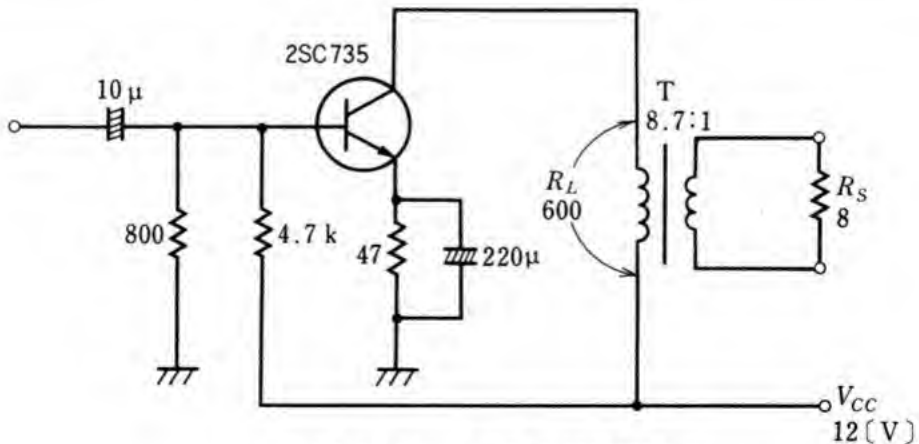


図 2-66 A 級電力増幅回路例

3. B級PP電力増幅回路

A級増幅では、無信号時にも一定のコレクタ電流が流れるため直流の消費電力が大きく電源効率もわるい。これに対して、B級増幅は信号のはいったときだけしかコレクタ電流が流れないため、電力のむだが多く、電源効率のよい増幅を行うことができる。

しかし、B級増幅の場合には、トランジスタ1個では正弦波の半周期しか出力が得られず、波形がひずんでしまうので、トランジスタをもう1個用いて、残りの半周期を増幅し、ひずみのない正弦波出力が得られるようにする。これをB級PP(プッシュプル)増幅回路という。

(1) 動作原理

B級PP電力増幅回路は、図2-67に示すように特性の同じ2個のトランジスタを上下対称形に組み合わせたもので、2つのトランジスタが交互に半周期ずつ動作して、出力側で正弦波出力を合成している。

$T_1$  は、入力変成器といい、2つのトランジスタの入力電圧の位相を逆にするための位相反転用である。入力電圧が図(a)の極性の場合、 $Tr_1$ が

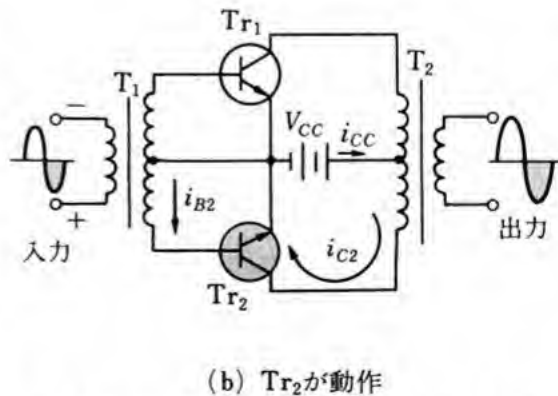
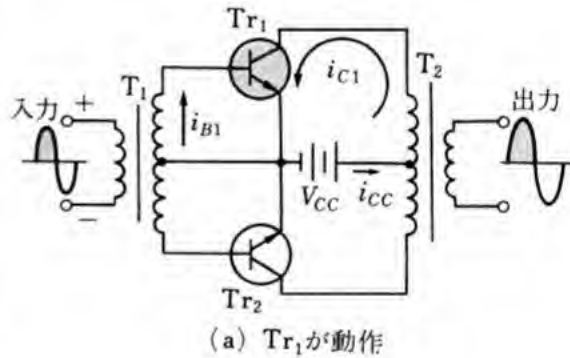


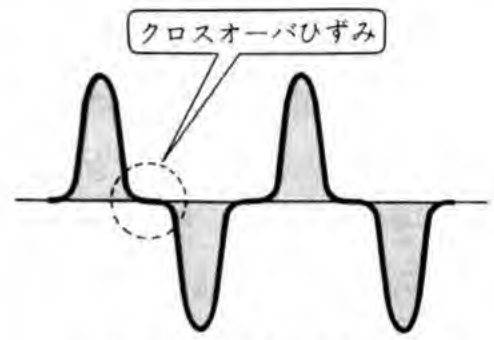
図 2-67 B級PP電力増幅の動作原理



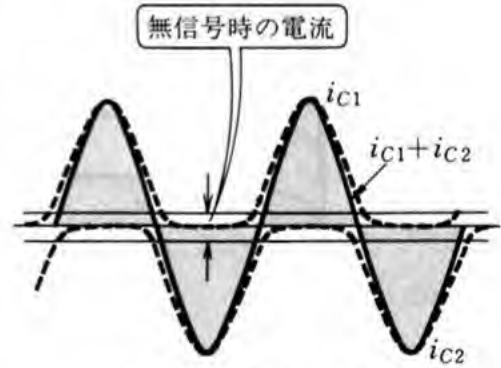
動作してコレクタ電流  $i_{c1}$  が流れ、図 (b) の極性の場合には  $Tr_2$  が動作して  $i_{c2}$  が流れる。 $T_2$  は2つのトランジスタの出力電流を合成して出力を取り出すためのもので、出力変成器 という。

(2) クロスオーバーひずみ

5 B 級 PP 電力増幅では、バイアスは不要のようにみえるが、実際上はトランジスタの  $V_{BE}-I_C$  特性の立上り部分の非直線性によって、  
 10 入力信号が正弦波であっても出力電流の波形は理想的な正弦波にはならず、図 2-68 (a) のようなひずみを生じる。これをクロスオーバーひずみ といい、このひずみをとるには、図 (b) のように、無信号時にも少しコレクタ電流が流れるようにわずかな  
 15 バイアスを加え、少し A 級に近づけておけばよい。



(a) バイアス 0 のとき



(b) バイアスをかけたとき

(3) 出力変成器

20 B 級 PP 電力増幅回路には、図 2-69 (a) のようにセンタタップ付きの出力変成器が使われている。この場合、出力変成器の両端からみたインピーダンス  $R_{CC}$  と、各トランジスタに対して動作する負荷抵抗  $R_L$  との間には、次の関係がある。

$$R_{CC} = 4R_L \quad (2-49)$$

25 出力変成器の一次側からみたインピーダンスは、ふつう  $R_{CC}$  の値で表示されており、図 (b) はその一例である。

図 2-68 B 級 PP 電力増幅の出力波形

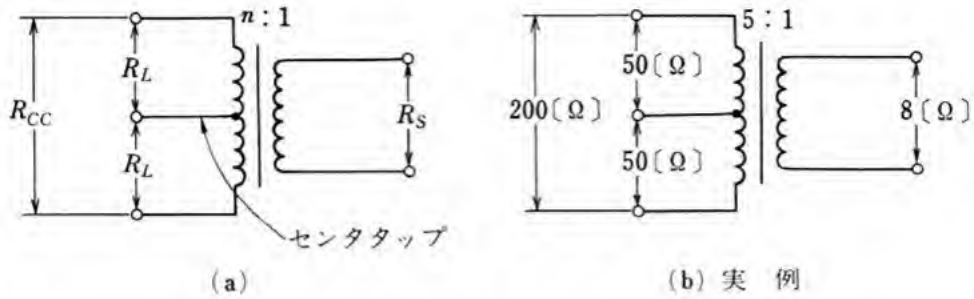


図 2-69 出力変成器

(4) 動特性

B 級 PP 電力増幅回路の動作は、2つのトランジスタの  $V_{BE} - I_C$  特性や  $V_{CE} - I_C$  特性などを互いに逆向きに組み合わせて考えることができる。 $V_{CE} - I_C$  特性を使って、動特性を求めてみよう。それぞれのトランジスタおよび回路の損失を無視すると、その動特性は 5 図 2-70 のようになる。

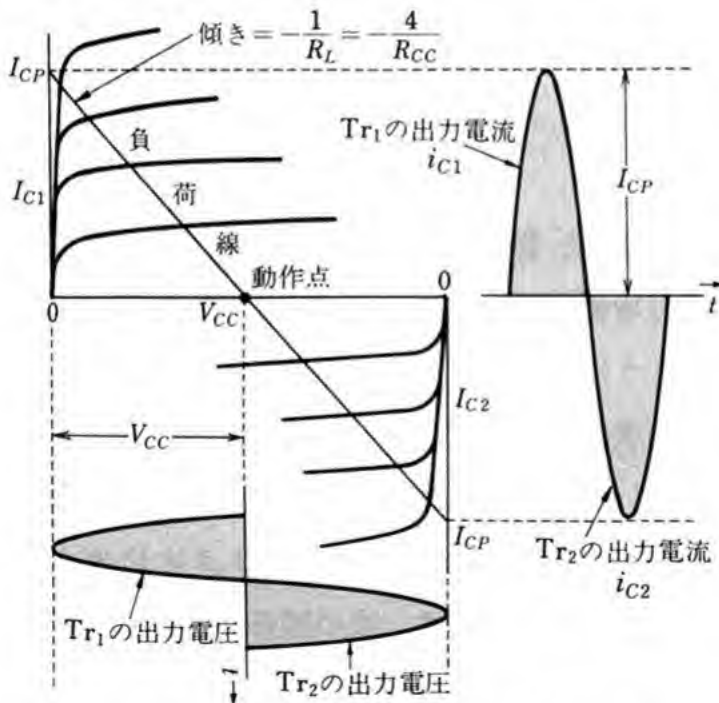


図 2-70 B 級 PP 電力増幅回路の動特性

次に、信号が正弦波の場合の動作量を求めてみよう。

(a) 最大出力電力 最大出力電力  $P_{om}$  は、出力電圧の最大値  $V_{cc}$  と、出力電流の最大値  $I_{CP}$  とから、次のようになる。

$$P_{om} = \frac{V_{cc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{CP}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{cc} I_{CP}}{2} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L} \quad (2-50)$$

ただし、 $R_L = V_{cc}/I_{CP}$

5 ここで、 $R_L$  はそれぞれのトランジスタに対する負荷抵抗で、これを出力変成器の両コレクタ間のインピーダンス  $R_{CC}$  に換算すると、 $R_{CC} = 4R_L$  の関係から、

$$P_{om} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L} = \frac{2V_{cc}^2}{R_{CC}} \quad (2-51)$$

とあらわすことができる。

10 (b) 電源効率 電源から供給される直流電力は、電源電圧と電源電流の平均値をかけたものである。電源には、 $i_{c1}$  と  $i_{c2}$  が流れるから、電源の電流  $i_{CC}$  の波形は、図 2-71 のようになり、 $i_{CC}$  の平均値  $I_{DC}$  は  $\frac{2}{\pi} I_{CP}$  となる。したがって、電源の平均電力  $P_{DC}$  は、次のようになる。

$$15 \quad P_{DC} = V_{cc} \cdot I_{DC} = V_{cc} \cdot \frac{2}{\pi} I_{CP} = \frac{2}{\pi} V_{cc} I_{CP}$$

したがって、最大出力時の電源効率  $\eta_m$  は、

$$\eta_m = \frac{P_{om}}{P_{DC}} = \frac{\frac{1}{2} V_{cc} I_{CP}}{\frac{2}{\pi} V_{cc} I_{CP}} = \frac{\pi}{4} \doteq 0.78 \quad (2-52)$$

となり、理想状態では最大 78 [%] になる。

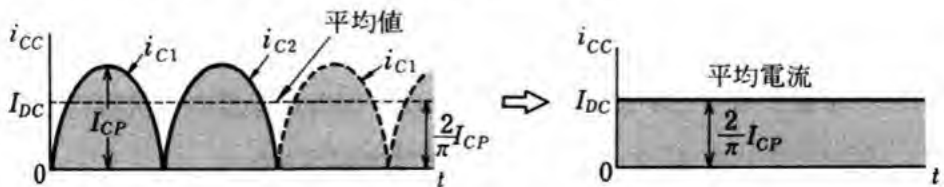


図 2-71 電源側に流れる出力電流

(c) **コレクタ損失** トランジスタ1個あたりのコレクタ損失  $P_C$  は、負荷の出力電力を  $P_o$  とすると、次のようになる。

$$P_C = \frac{1}{2}(P_{DC} - P_o) = \frac{1}{2}P_o \left( \frac{P_{DC}}{P_o} - 1 \right)$$

したがって、最大出力時においては、 $\frac{P_{om}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4}$  であるから、

$$P_C = \frac{1}{2}P_{om} \left( \frac{4}{\pi} - 1 \right) \doteq 0.14P_{om}$$

となる。しかし、コレクタ損失が最大となるのは、理論的な計算によると、出力電圧が最大出力電圧の  $2/\pi$  倍のときで、このときのコレクタ損失の最大値  $P_{Cm}$  は、ほぼ次のようになる。

$$P_{Cm} \doteq 0.2P_{om} \quad (2-53)$$

すなわち、最大出力電力の約 20 [%] が  $P_{Cm}$  となる。

### <例題 12>

図 2-72 の B 級 PP 電力増幅回路の動作量を求めよ。

**解** 理想状態の場合の動作は、図 2-73 のようになる。したがって、

$$\text{最大出力電力 } P_{om} = \frac{2V_{CC}^2}{R_{CC}} = \frac{2 \times 12^2}{200} = 1.44 \text{ [W]}$$

$$\text{出力電流の最大値 } I_{CP} = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{12}{50} \text{ [A]} = 240 \text{ [mA]}$$

$$\text{電源電流の平均値 } I_{DC} = \frac{2}{\pi} I_{CP} = \frac{2}{\pi} \times 240 \doteq 153 \text{ [mA]}$$

$$\text{電源の平均電力 } P_{DC} = V_{CC} \cdot I_{DC} = 12 \times 0.153 \doteq 1.84 \text{ [W]}$$

$$\text{電源効率 } \eta_m = \frac{P_{om}}{P_{DC}} = \frac{1.44}{1.84} \doteq 0.78 = 78 \text{ [%]}$$

(最大出力時)

$$\text{コレクタ損失の最大値 } P_{Cm} = 0.2P_{om} = 0.2 \times 1.44 \text{ [W]} = 288 \text{ [mW]}$$

注. 出力変成器の特性がわるいと、図 2-74 のように高域でピークを生じることがある。この場合は、出力変成器の一次側に適当なコンデンサ  $C$  をそう入して補償すればよい。

なお、ダイオード  $D$  は、バイアスの温度補償用である。

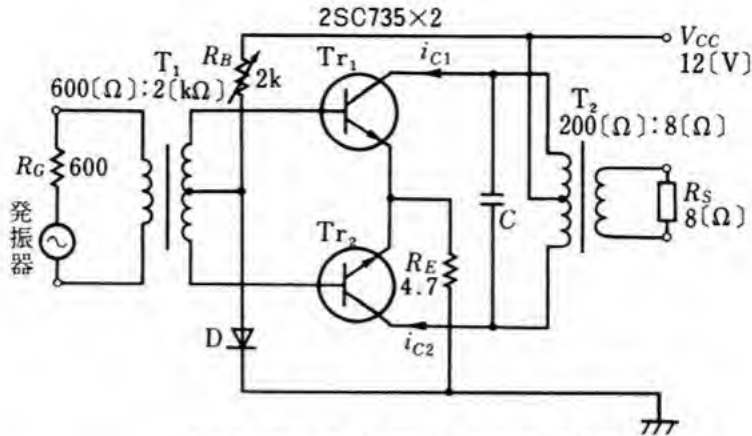


図 2-72 B 級 PP 電力増幅回路例

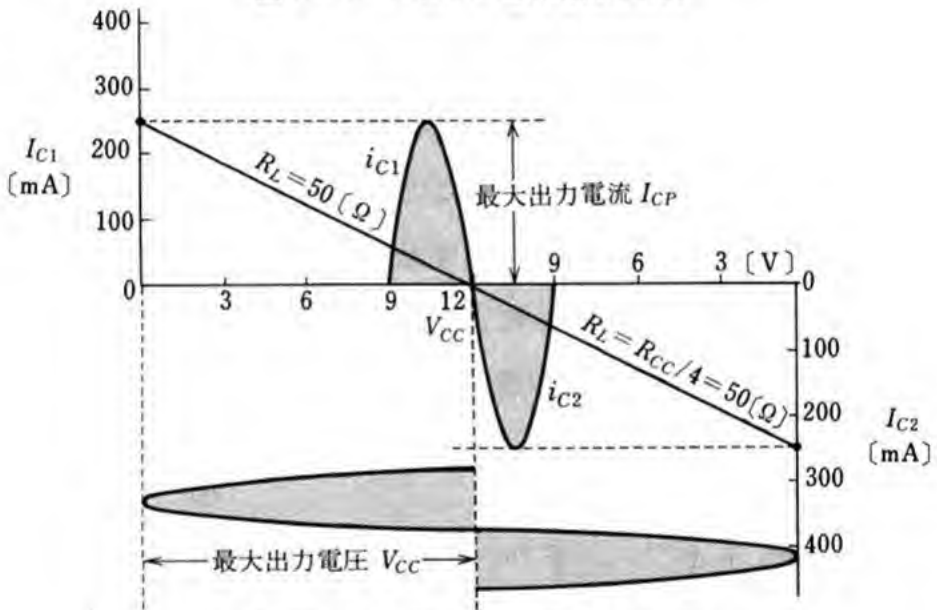


図 2-73 B 級 PP 電力増幅回路の動作例

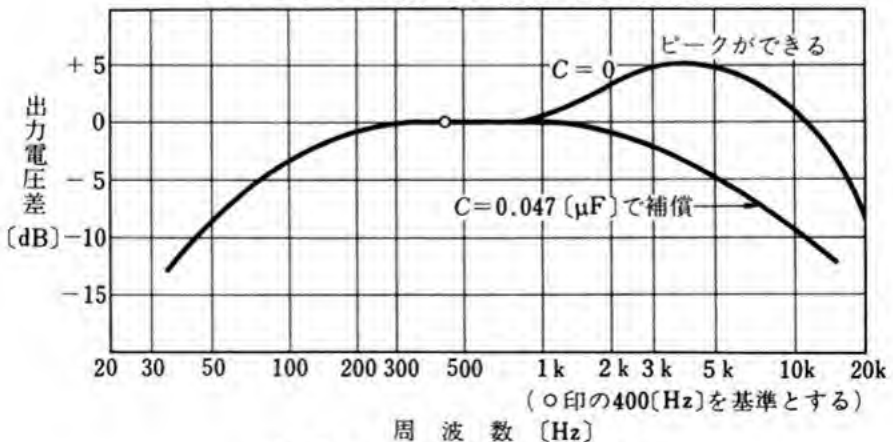


図 2-74 周波数特性例

## 4. SEPP 回路

B 級 PP 電力増幅回路では、出力変成器の特性がよくないため、ひずみや周波数特性の点で問題がある。そこで、出力変成器をなくして、負荷を直接駆動できるようにした回路が **OTL** (output transformerless) 回路である。OTL 回路の代表的例に **SEPP** (single-ended push-pull) 回路<sup>①</sup>があり、現在最も多く用いられている。

図 2-75 は、SEPP 回路の原理図で、図 (a) は 2 電源方式、図 (b) は 1 電源方式の例である。特性のそろった pnp 形と npn 形のトランジスタを用いており、これを相補形 (complementary) 接続という。2 つのトランジスタの極性が反対であるため、入力側を並列につなぐだけでプッシュプル動作を行うことができるので、位相反転のための入力変成器を使わずにすむ。また、エミッタ側のコンデンサ  $C$  には、 $i_{c1}$  による充電流と  $i_{c2}$  による放電流とが交互に流れる。

この回路のコレクタ電流の最大値  $I_{CP}$  は、

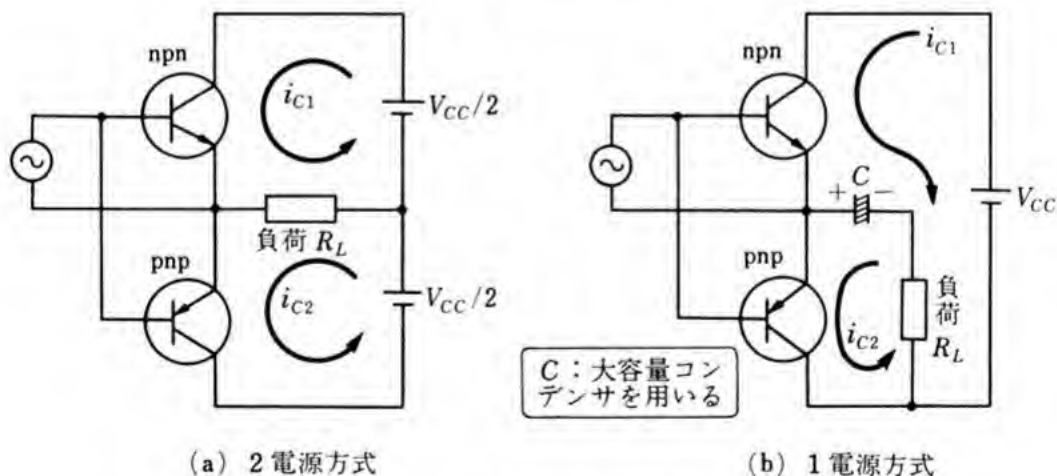


図 2-75 SEPP 回路の原理図

① この回路は、基準点 (アース) に対して出力端子が 1 つであることからこの名がある。これに対しふつうの B 級 PP 電力増幅回路は DEPP (double-ended push-pull) 回路ともいう。

$$I_{CP} = \frac{V_{CC}/2}{R_L} = \frac{V_{CC}}{2R_L}$$

である。また、出力電圧の最大値は  $V_{CC}/2$  であるから、最大出力電力  $P_{om}$  は次のようになる。

$$P_{om} = \frac{V_{CC}/2}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{CP}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L} \quad (2-54)$$

5 <例題 13>

$R_L=8[\Omega]$  のスピーカを用いて、最大出力電力 10 [W] の SEPP 回路を設計するとき、使用する電源電圧はいくら必要か。

**解** 式 (2-54) から、 $V_{CC}$  を逆算して求めると、

$$V_{CC} = \sqrt{8P_{om}R_L} = \sqrt{8 \times 10 \times 8} \approx 25 [\text{V}]$$

10 したがって、25 [V] 以上の電源を必要とする。

図 2-76 に、SEPP 回路の実用例を示す。この回路は出力段のひずみを少なくするため、出力から 1.5 [k $\Omega$ ] の抵抗を通して、入力のトランジスタのエミッタへ 16 [dB] の負帰還がかけられている。

また、10 [k $\Omega$ ] の可変抵抗は、バイアス調整用で、出力段の無信号電流を 16 [mA] に設定する。

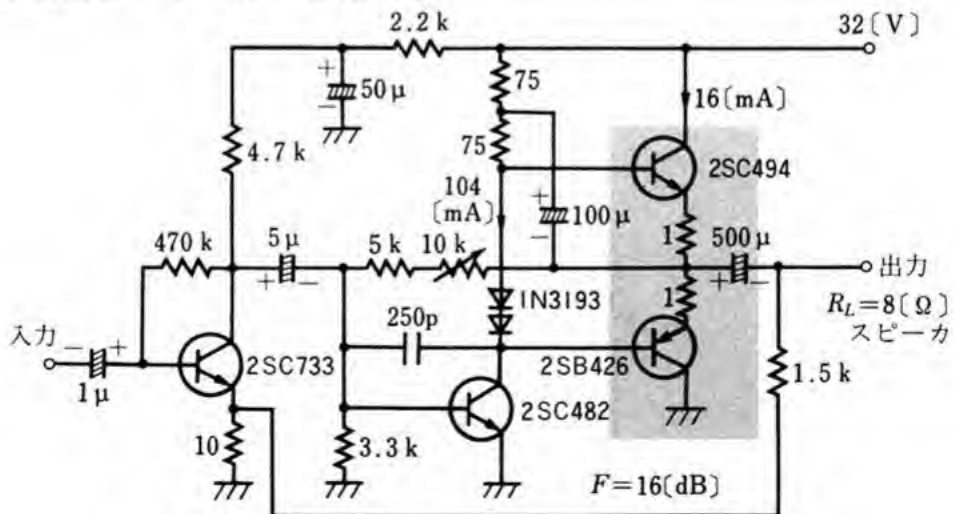


図 2-76 出力 12 [W] SEPP 回路 (1 電源方式) の実用例



## 6. 高周波増幅回路

これまでは、低周波増幅回路について学んだが、ここでは、ラジオの周波数を中心とした高周波増幅回路について学ぶ。

高周波増幅回路は、一般に、同調回路を用いて特定の周波数の範囲のみを増幅するので、同調増幅回路ともよばれる。

5

### 1. 高周波増幅の基礎

#### (1) 高周波増幅の帯域

ラジオで、ある放送、たとえば 594 [kHz] の A 放送局の放送を聞きたい場合、図 2-77 に示すように、ラジオの同調つまみを回してダイヤルを 594 [kHz] にあわせる。すると、アンテナからはい

ってきた多くの周波数のうち、594 [kHz] 付近の電波の信号のみが増幅され、その放送の音声を聞くことができる。

10

このように、高周波増幅では、目的とするある周波数の付近だけを増幅することが多い。増幅をする帯域のせまい増幅回路を **狭帯域増幅回路** という。これに対して、広い周波数帯域にわたって増幅する回路は、**広帯域増幅回路** といい、テレビジョンなどに使われている。

15

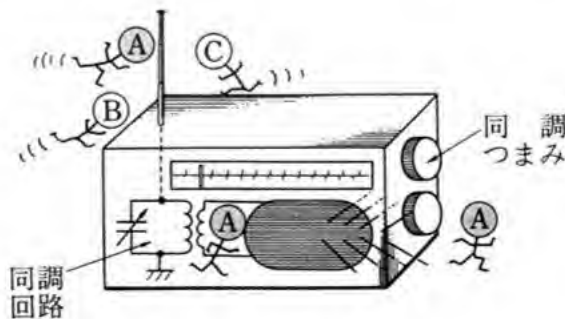
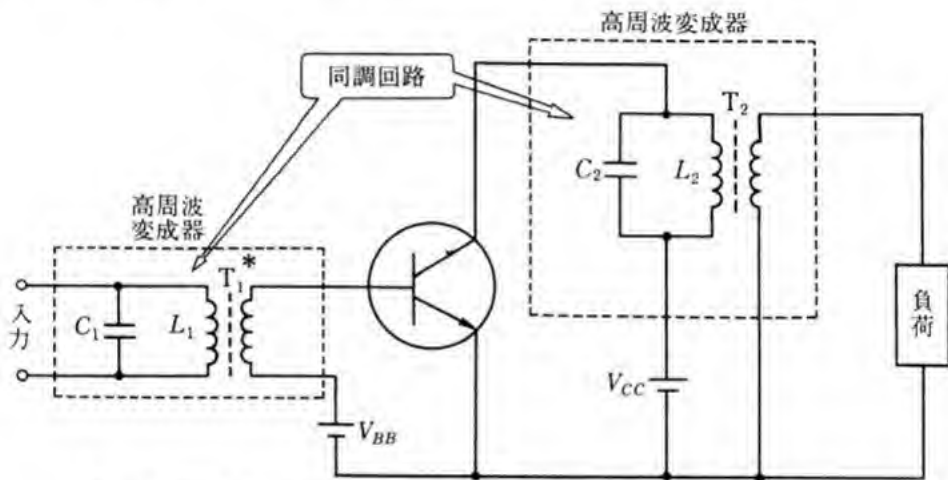


図 2-77 ラジオ放送の同調

(2) 高周波基本増幅回路

図2-78は、高周波増幅の基本となる回路である。トランジスタの入力側・出力側ともにコイルとコンデンサを並列に接続した共振回路を内蔵した変成器  $T_1$ ,  $T_2$  を用いている。高周波増幅回路に使用されるこのような共振回路を同調回路といい、その共振周波数を同調周波数という。2つの同調回路の同調周波数は、ふつう互いに等しくなるように設定する。



\* 高周波変成器ではコアとして、鉄粉を固めたダストコアが用いられる。

図 2-78 高周波基本増幅回路

図2-79は、高周波基本増幅回路の特性を示したものである。

高周波基本増幅回路では、破線で示したように、ある周波数  $f_0$  を中心として、必要な周波数の幅  $B$  だけを増幅

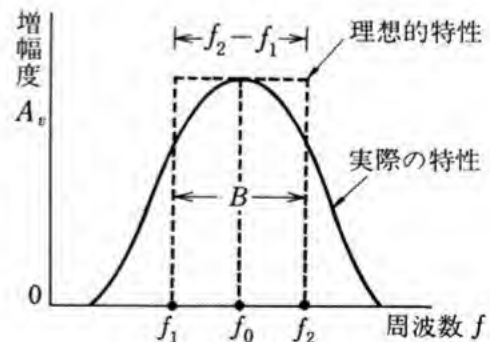


図 2-79 高周波増幅の特性

するのが理想的であるが、実際の回路では、実線に示したような特性になる。

## (3) 高周波用トランジスタ

高周波増幅回路では、低周波の場合と異なり、トランジスタも高周波増幅に適したものを用いなければならない。

トランジスタの電流増幅率  $h_{fe}$  は、周波数が高くなるに従い、少しずつ小さくなる。この様子を示したのが図 2-80 である。

5

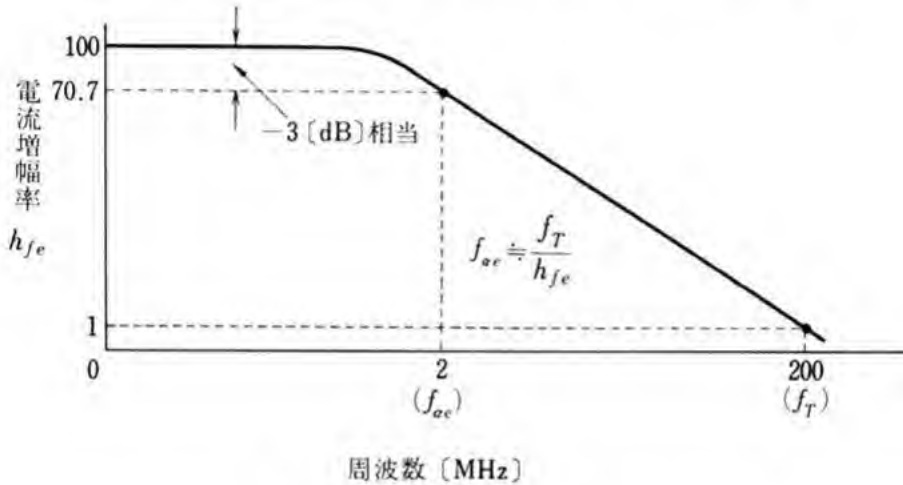


図 2-80  $f_{\alpha e}$  と  $f_T$  の特性例

$h_{fe}=1$  になる周波数  $f_T$  をトランジション周波数といい、電流増幅可能な最高周波数となる。したがって、 $f_T$  の大きなトランジスタほど、より高い周波数の増幅に使用できる。

なお、低周波における  $h_{fe}$  の値から 3 [dB] 下がる周波数  $f_{\alpha e}$  をエミッタ接地シャ断周波数といい、 $f_T$  との間に次のような関係が成立することが知られている。

10

$$f_{\alpha e} \doteq \frac{f_T}{h_{fe}}$$

また、高周波増幅回路では、低周波ではあまり問題にならなかったトランジスタ自体のもつ容量が、大きな影響を与える。

図 2-81 (a) に示すように、ベース・コレクタ間の静電容量を外部から測定したときの値  $C_{oe}$  を、ベース接地コレクタ出力容量という。

15

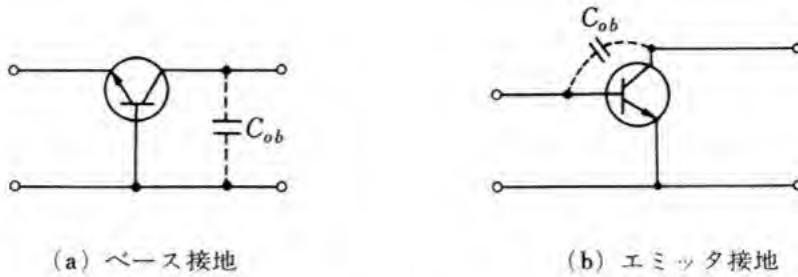


図 2-81 コレクタ出力容量  $C_{ob}$

図 (b) はエミッタ接地の場合で、 $C_{ob}$  は出力側から入力側への帰還容量となる。高周波においては、 $C_{ob}$  は発振の直接原因となるので、なるべく  $C_{ob}$  の小さな値のトランジスタを使う必要がある。表 2-5 に高周波用トランジスタの各種定数を示す。

表 2-5 高周波用トランジスタの特性例

定 格 名	記号	2 SC 372 Y	2 SC 387 A	2SC1122A	単位
トランジション周波数	$f_T$	200	1000	400	MHz
コレクタ出力容量	$C_{ob}$	2.0	1.5	20	pF
最大コレクタ損失	$P_{Cmax}$	200	200	30 [W]	mW
直流電流増幅率	$h_{FE}$	120~240	50	40	

5 以上をまとめると、高周波増幅回路で用いるトランジスタは、次のような条件を満たすことが必要である。

- ① トランジション周波数  $f_T$  がじゅうぶん大きいこと。
- ② コレクタ出力容量  $C_{ob}$  の値が小さいこと。

もちろん、このほかにも低周波用トランジスタを選ぶときと同じ  
 10 ように、各種最大定格にも注意する必要がある。なお、高周波用トランジスタの例を図 2-82 に示す。図の ①、② は高周波電圧増幅用、③ は高周波電力増幅用のトランジスタである。



① 2SC1815 ② 2SC2369 ③ 2SC1241A

図 2-82 高周波用トランジスタの例

## 2. 高周波増幅回路の特性

前項で学んだように、高周波増幅回路には、同調回路が使用されるので、ここでは、まず同調回路の  $Q$  と帯域幅  $B$  との関係、次に変成器の中間タップを用いたインピーダンス整合、および回路を安定して動作させるための中和について学ぶこととする。

### (1) 同調回路の性質

図 2-83 (a) は、高周波増幅回路に用いられる同調回路である。ただし、 $r$  はコイルの抵抗分である。いま、 $2\pi fL/r \gg 1$  とすると、図 (a) は図 (b) のようにかきかえることができる。このとき、並列抵抗  $R_p$  は、

$$R_p = \frac{(\omega L)^2}{r} \quad (2-55)$$

という関係がある。図 (b) において、端子電圧  $\dot{V}$  は、

$$\dot{V} = \frac{\dot{I}_c}{\frac{1}{R_p} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}$$

とあらわされる。上式から電圧  $\dot{V}$  の大きさは、

$$|\dot{V}| = \frac{R_p |\dot{I}_c|}{\sqrt{1 + R_p^2 \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} \quad (2-56)$$

となる。式 (2-56) は、周波数に対して図 (c) のような特性となる。

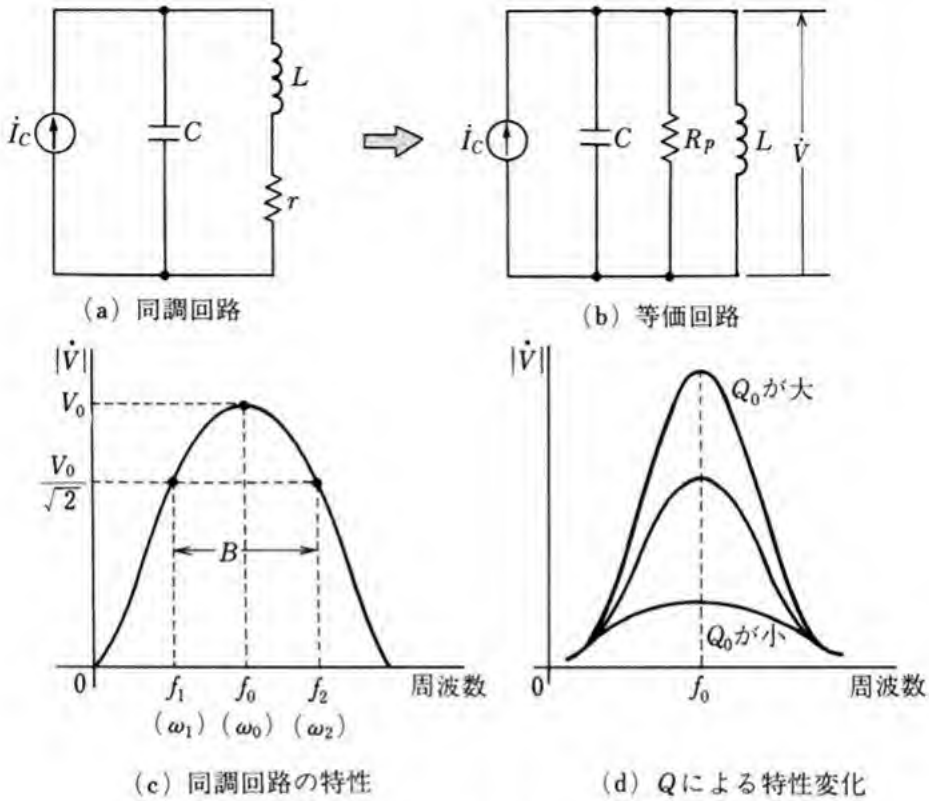


図 2-83 同調回路の特性

$|\dot{V}|$  は、 $\omega C - 1/\omega L = 0$  のとき最大になり、そのときの角周波数  $\omega_0$  は、

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-57)$$

となる。この周波数  $f_0$  が同調周波数である。このときの電圧を  $V_0$  とすると、

$$V_0 = R_p |\dot{I}_c| \quad (2-58)$$

となる。いま、 $|\dot{V}|$  が  $V_0$  より 3 [dB] 低くなる周波数、すなわち  $V_0/\sqrt{2}$  になる周波数を図 (c) のように  $f_1, f_2$  とすると、 $f_2 - f_1 = B$  を同調回路の帯域幅という。

ここで、同調回路にトランジスタや負荷などを接続しないときの

$Q$  を  $Q_0$  (これを無負荷  $Q$  という) とし,

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{R_p}{\omega_0 L} \quad (2-59)$$

と定義すると, 式 (2-56) は次のようになる。

$$|\dot{V}| = \frac{Q_0 \sqrt{L/C}}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} |\dot{I}_C| \quad (2-60)$$

式 (2-60) の特性は,  $L, C$  の値を一定にして  $Q_0$  を変えると図 (d) のようになる。すなわち,  $Q_0$  の大きい同調回路ほど帯域幅のせまい鋭い特性が得られる。 $Q_0$  の大きい回路とは, 式 (2-59) からわかるように, 図 (a) の  $r$  の小さい回路, または図 (b) の  $R_p$  の大きい回路である。

また,  $Q_0 \gg 1$  と仮定すると,

$$B = f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q_0} \quad (2-61)$$

という関係がある。

問 13.  $f_0 = 455$  [kHz],  $Q_0 = 60$  のとき,  $B$  の値を求めよ。

## (2) 中間タップによるインピーダンス変換

同調回路で帯域幅のせまい鋭い特性を得るには, 図 2-83 (d) からわかるように,  $Q_0$  の大きい同調回路を用いる必要がある。131 ページの図 2-78 に示すように実際の増幅回路では, トランジスタの出力インピーダンスが同調回路に並列にはいり, また, 負荷も変成器  $T_2$  で一次側に変換されて同調回路に並列にはいる。このため同調回路に並列にはいる抵抗が小さくなるので, 同調回路全体の  $Q$  が低下し, 鋭い特性が得られないことになる。

図 2-84 (a) は, 変成器の中間タップ  $c$  と二次コイル  $L_2$  を用いて等価的に同調回路の並列抵抗を大きくする回路である。図 (b) は,



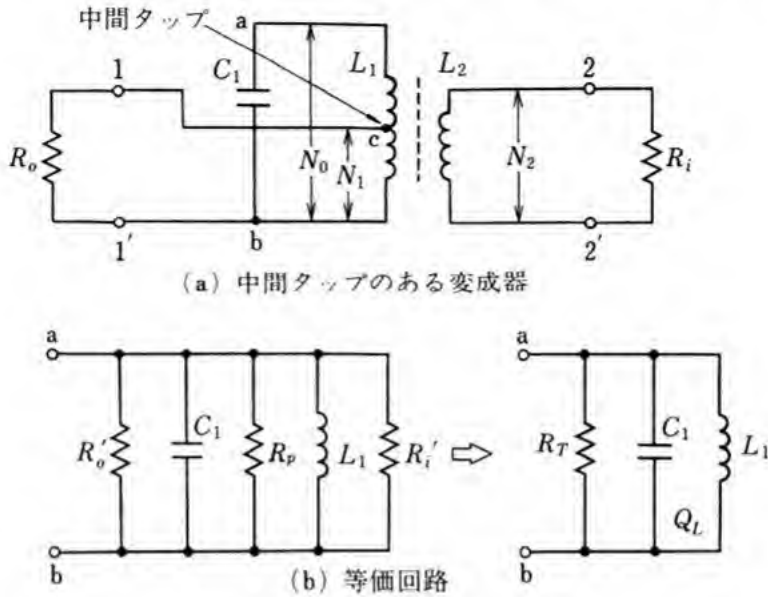


図 2-84 インピーダンス変換

図 (a) を端子 a-b よりみた等価回路である。コイルの巻数を図 (a) のように  $N_0$ ,  $N_1$  および  $N_2$  とすると,  $R_o$  と  $R_i$  はそれぞれ次のように変換されて, 等価回路の同調回路に並列にはいる。

$$\left. \begin{aligned} R_o' &= \left(\frac{N_0}{N_1}\right)^2 R_o = n_1^2 R_o \\ R_i' &= \left(\frac{N_0}{N_2}\right)^2 R_i = n_2^2 R_i \end{aligned} \right\} \quad (2-62)$$

$$\text{ただし, } n_1 = \frac{N_0}{N_1}, \quad n_2 = \frac{N_0}{N_2}$$

したがって, 同調回路にはいる全並列抵抗  $R_T$  は, 図 (b) から,

$$\frac{1}{R_T} = \frac{1}{R_o'} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_i'}$$

となる。このときの  $Q$  を  $Q_L$  (負荷  $Q$  という) とすると,

$$Q_L = \frac{R_T}{\omega_0 L_1} = \omega_0 C_1 R_T \quad (2-63)$$

となり, 無負荷時の  $Q_0$  に比べて負荷時の  $Q_L$  は小さくなる。巻数比  $n_1, n_2$  を変えることにより, 抵抗  $R_o', R_i'$  を変えることができ,

Q や帯域幅を調整することができる。

また、コイルの巻数比を適当に選ぶことにより、インピーダンス整合をとることができる。コイルの損失を無視 ( $R_p = \infty$ ) すれば、 $R_i$  と  $R_o$  のインピーダンス整合の条件は次のようになる。

$$\frac{R_o}{R_i} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \quad 5$$

問 14.  $R_T = 50$  [k $\Omega$ ],  $f_0 = 455$  [kHz],  $C_1 = 200$  [pF] のとき,  $Q_L$  を求めよ。

### (3) 中和回路

高周波増幅回路では、トランジスタのコレクタ出力容量  $C_{ob}$  によって出力電圧が入力側に帰還され、ある周波数で発振の原因となる。

そこで  $C_{ob}$  のはたらきを外部回路によって打ち消すことができれば、相対的に  $C_{ob}$  がないのと同じことになる。図 2-85 におけるコンデンサ  $C_N$  は、その目的で用いられている。 $C_{ob}$  による帰還電圧  $v_f$  と逆位相で同じ電圧  $v_n$  を、コンデンサ  $C_N$  によってベースに帰還すれば、互いに打ち消し合って帰還電圧はなくなり、安定に動作するようになる。これを中和といい、コンデンサ  $C_N$  を中和コンデンサという。 10

図 2-85 (a) に示すように、変成器  $T_2$  の一次側に生じる電圧を  $v_2$ 、

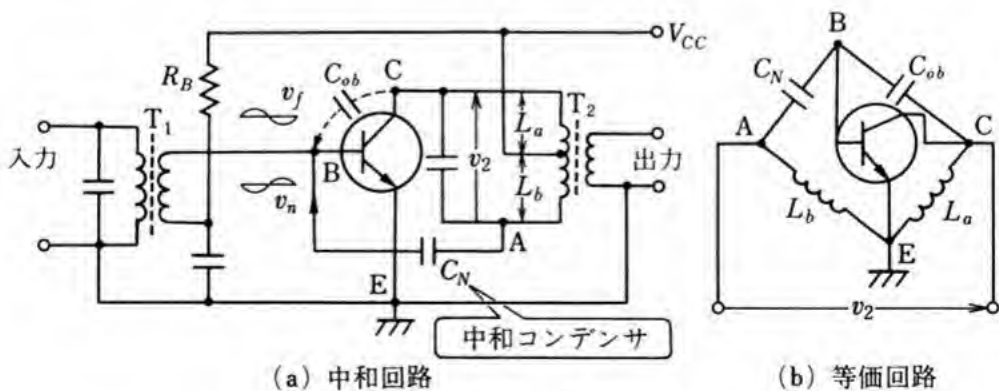


図 2-85 中和回路の例

中間タップより上側のインダクタンスを  $L_a$ 、下側のインダクタンスを  $L_b$  とすると、図 (b) に示すように、 $C_N$ 、 $C_{ob}$  は、それぞれブリッジ回路の一辺を形成していることがわかる。

$C_{ob}$  による帰還電圧  $v_f$  が打ち消され、 $v_2$  の影響がベース B にあ  
5 らわれないためには、このブリッジ回路が平衡していればよい。したがって、次の式が成立する。

$$\frac{C_N}{C_{ob}} = \frac{L_a}{L_b} = n \quad \text{ただし、} n \text{ は } L_a, L_b \text{ の比}$$

上式から、 $C_N$  は次の式で与えられる。

$$C_N = nC_{ob} \quad (2-64)$$

10 なお、 $C_{ob}$  がじゅうぶん小さいトランジスタを使用すれば、安定に動作するので、中和コンデンサ  $C_N$  ははぶくことができる。

問 15. 図 2-85 において、 $L_a, L_b$  の比  $n=0.3$  であるとき、 $C_{ob}=10$  [pF] のトランジスタでは、 $C_N$  の値はいくらか。

#### (4) 高周波増幅回路例

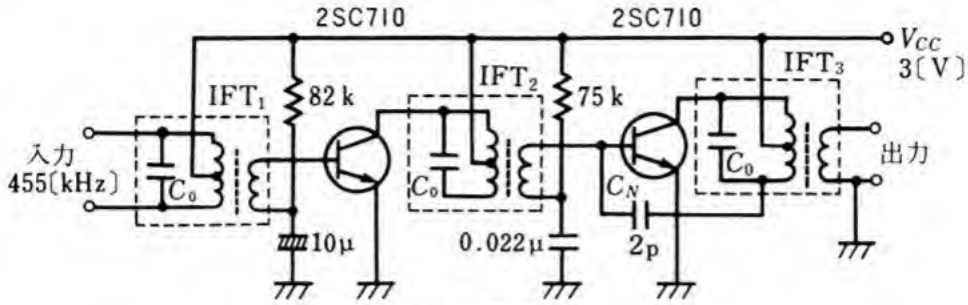
15 ここでは、同調回路を使用した、いくつかの回路例について学ぶ。

(a) 中間周波増幅回路 図 2-86 (a) は AM<sup>①</sup> ラジオにおける中間周波増幅部の回路例で、455 [kHz] 付近の周波数を増幅する回路である。

20 変成器  $IFT_1, IFT_2, IFT_3$  (これらを中間周波変成器という) の同調周波数は、いずれも 455 [kHz] になっている。

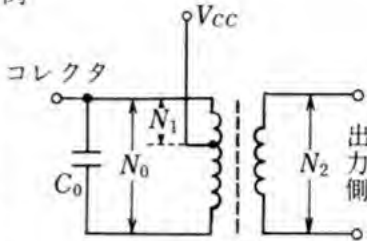
この回路では、バイアスは固定バイアス回路を使い、2 [pF] のコンデンサ  $C_N$  は、中和コンデンサである。また、IFT の具体例が図 (b) に示してある。

① AM については、第 4 章で学ぶ。



(a) 回路例

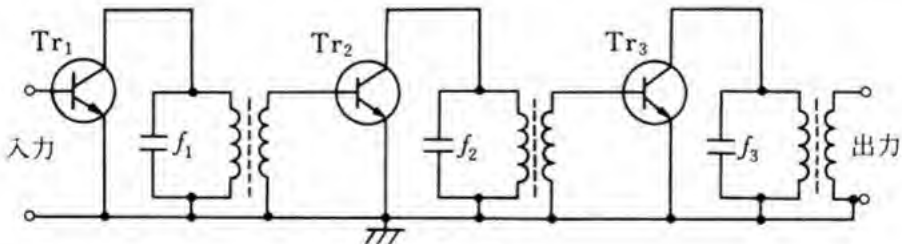
規格	$C_0$ (pF)	$f_0$ (kHz)	$Q_0$	巻数		
				$N_0$	$N_1$	$N_2$
IFT <sub>1</sub>	180	455	60	176	41	4
IFT <sub>2</sub>	180	455	60	176	62	4
IFT <sub>3</sub>	180	455	110	165	74	42



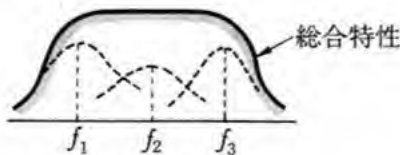
(b) IFTの例

図 2-86 中間周波増幅回路

(b) スタガ同調増幅回路 同調周波数と  $Q$  の値の異なる3つの同調増幅回路を図 2-87 (a) に示すように接続すると、図 (b) に示すような広帯域特性が得られる。これをスタガ同調増幅回路という。



(a) 回路



(b) 帯域特性

図 2-87 スタガ同調増幅回路

(c) ベース接地高周波増幅回路 図2-88は、FM<sup>①</sup>ラジオの高周波増幅部の回路例である。いままでに学んできた範囲の周波数においては、エミッタ接地でじゅうぶん安定な増幅をすることができた。しかし、FM放送のような高い周波数になると、ベース接地増幅回路が使用される場合が多い。

ベース接地では出力側から入力側への帰還容量が、エミッタ接地のときに比べて小さくなる。したがって、 $f_T$  近くの周波数まで、中和コンデンサがなくても、安定に増幅できる。

トランジスタの出力側には  $L, C$  の同調回路を設けてある。いままでは同調回路の出力は変成器の二次側から取り出していたが、この回路では二次側の巻線を省略し、コンデンサ  $10$  [pF] を通して、取り出している。

図で、破線で囲んだ部分は、アンテナとトランジスタとの整合回路であり、アンテナから効率よく高周波信号を取り入れるために使用されている。

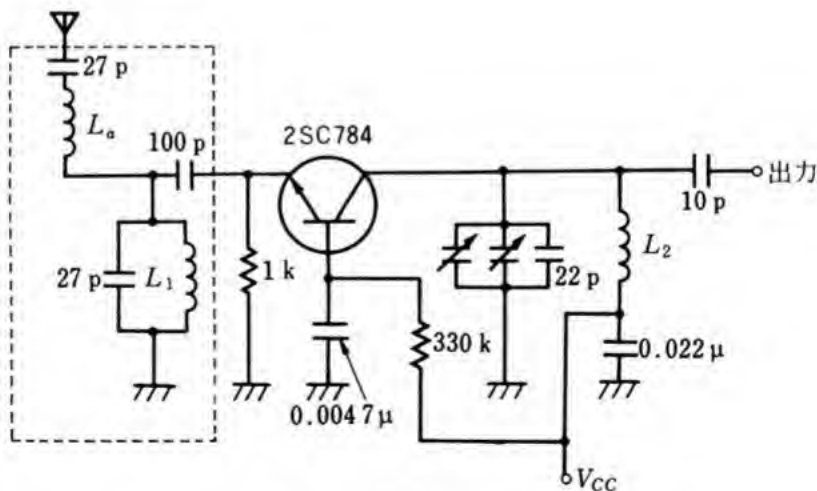


図 2-88 FM ラジオ高周波増幅回路例

① FM については、第 4 章で学ぶ。

## 3. 高周波電力増幅回路

送信機の間中段・出力段のような高周波電力増幅では、ほとんど B 級増幅または C 級増幅が使われている。C 級増幅では高い電源効率を得られるばかりでなく、バイアス回路が簡単にできる特徴がある。ここでは、C 級増幅について学ぶ。

5

## (1) C 級増幅のバイアス回路

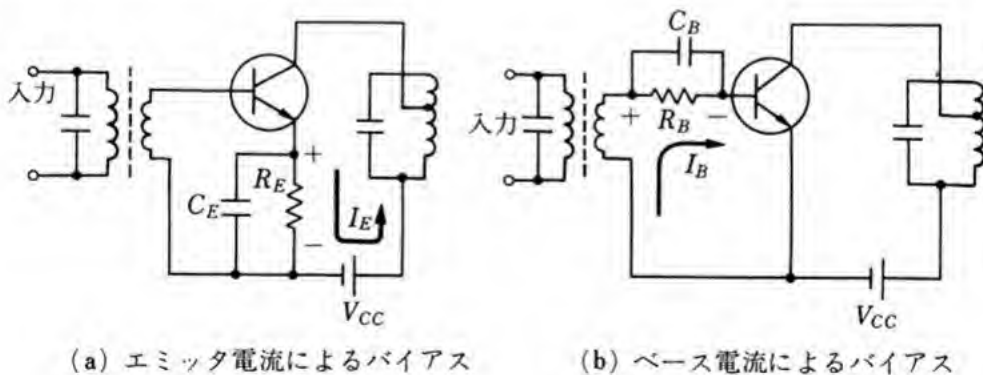
C 級増幅回路では、ベース・エミッタ間は pn 接合の逆方向バイアスとなるように電圧を加える。図 2-89 は、C 級増幅のバイアス回路である。図 (a) の回路はエミッタ側に抵抗  $R_E$  とコンデンサ  $C_E$  を入れて、エミッタ電流によって  $R_E$  の両端に生じた電圧で逆方向バイアスをかけている。

10

これに対して、図 (b) の回路はベース側に  $R_B$  と  $C_B$  を入れて、ベース電流によって逆方向バイアスがかかるようにしてある。

図 (a) の回路は、コレクタに過大電流が流れるのをある程度保護することができるが、電源電圧の利用効率が悪いため、一般に図 (b) の回路が用いられる。

15



(a) エミッタ電流によるバイアス

(b) ベース電流によるバイアス

図 2-89 C 級増幅のバイアス回路

## (2) 出力波形のひずみ

C 級増幅では、図 2-90 (a) のようにコレクタ電流の出力波形にひ

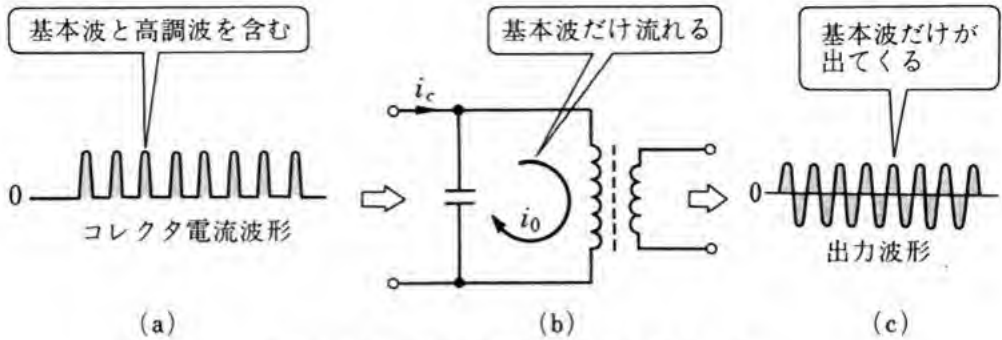


図 2-90 出力波形のひずみを取り除く

ずみを生じる。このようなひずみ波には、入力と同一の周波数の基本波のほかに、高調波成分が含まれている。そのため負荷との結合に図 (b) のように同調回路を用い、不要な周波数成分を取り除き、図 (c) のように基本周波数成分だけを取り出す方法がとられる。

5 図 2-91 は、27 [MHz] 帯送信機の終段電力増幅回路の例である。

この回路で、 $V_{CC}=9$  [V]、 $I_C=15$  [mA] としたとき、出力電力  $P_o=100$  [mW] が得られる。このときの電源効率  $\eta$  を求めると、

$$\eta = \frac{P_o}{P_{DC}} = \frac{P_o}{V_{CC}I_C} = \frac{100 \times 10^{-3}}{9 \times 15 \times 10^{-3}} \doteq 0.74 = 74 [\%]$$

となる。

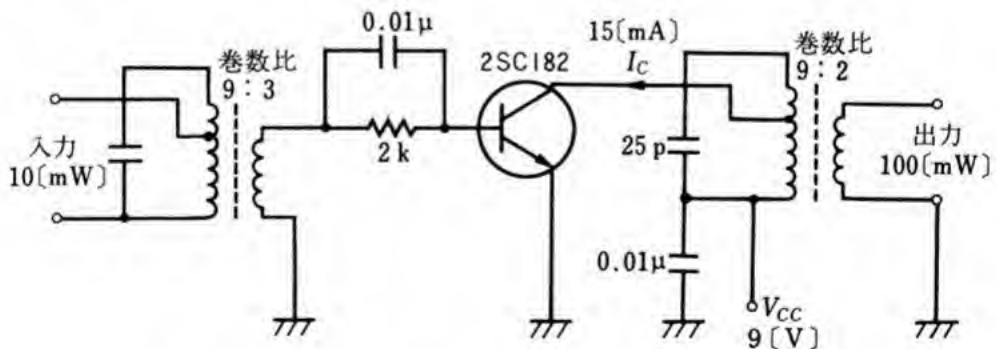


図 2-91 27 [MHz] 帯送信機出力部の電力増幅回路例

10 問 16. C 級電力増幅回路の入力信号は、ある程度以上大きくなくては出力信号が取り出せないのはなぜか。



## 7. FET 増幅回路

FET は、バイポーラトランジスタが電流制御素子であるのに対し、電圧制御素子である。また、入力インピーダンスが高く、雑音が少ないという特徴があり、増幅回路の初段に多く使用されている。

### 1. FET 回路の基礎

5

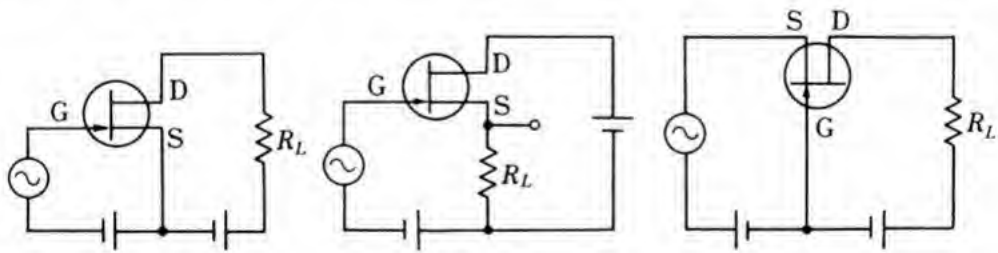
#### (1) 接地方式

バイポーラトランジスタと同じように、3つの接地方式が考えられる。図 2-92 (a) は、ソース接地回路といい、バイポーラトランジスタのエミッタ接地回路に相当し、最も多く使用される。

図 (b) のドレイン接地回路は、電圧利得が 1 より小さいが、出力インピーダンスが低いので、インピーダンス変換回路として使われる。

10

図 (c) のゲート接地回路は、出力から入力へ帰還される容量が小さいので、高周波増幅に適している。



(a) ソース接地回路

(b) ドレイン接地回路

(c) ゲート接地回路

図 2-92 FET の接地方式

#### (2) 伝達特性

図 2-93 の FET で  $V_{DS}$  を一定にして、 $V_{GS}$  と  $I_D$  の関係をあらわした特性を伝達特性 ( $V_{GS}-I_D$  特性) という。その例を図 2-94 に示す。

15

図 2-94 で  $I_{DSS}$  は  $V_{GS}=0$  のときの電流であり、飽和ドレイン電流という。また、 $V_P$  は  $I_D=0$  となるときの電圧で、ピンチオフ電圧またはカットオフ電圧という。

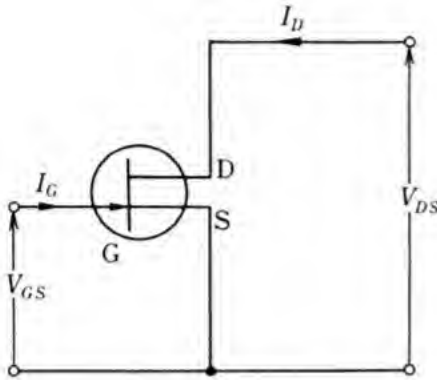


図 2-93 FET の電圧・電流

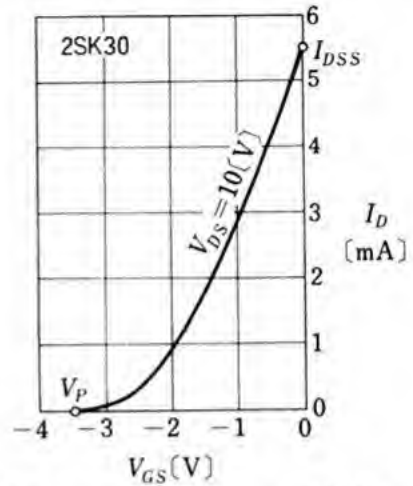


図 2-94 FET の  $V_{GS}-I_D$  特性例

FET の特性は、表 2-6 に示すように、同じ規格のものでもばらつきがひどいから、バイアス回路の設計のときには注意する必要がある。

表 2-6 FET の特性例

形名	許容損失 $P_d$ [mW]	ゲート・ドレイン間最大電圧 $V_{GDS}$ [V]	飽和ドレイン電流* $I_{DSS}$ [mA]	ピンチオフ電圧* $V_P$ [V]	相互コンダクタンス** $g_m$ [mS]	用途
2SK19	200	-18	3~24	-1.2~ -3.0	7~	高周波用
2SK30	100	-50	0.3~6.5	-0.4~ -5.0	1.5~	低周波用

\* 条件:  $V_{DS}=10$  [V]

\*\* 相互コンダクタンスについては、148 ページ参照。

## 2. バイアス回路

FET は、バイポーラトランジスタに比べて温度の影響が少なく、また、ゲートには直流電流を流す必要がないので、バイアス回路の設計は容易である。

図 2-95 (a) は接合形 FET のバイアス回路である。  $R_G$  はゲート

にバイアスを与えるための抵抗で，入力インピーダンスを低下させないため，高抵抗が用いられる。ゲートには電流が流れないため， $R_G$  の電圧降下は0である。したがって，ソース抵抗  $R_S$  の両端の電圧降下  $V_S$  がそのままゲート・ソース間の電圧  $V_{GS}$  となり，

$$V_{GS} = -V_S = -I_D R_S$$

5

であるので，FET の動作点を図(b)のP点のように定めると，そのバイアス電流  $I_{DQ}$  とバイアス電圧  $V_{GSQ}$  から，ソース抵抗  $R_S$  は，

$$R_S = -\frac{V_{GSQ}}{I_{DQ}} \quad (2-65)$$

となる。

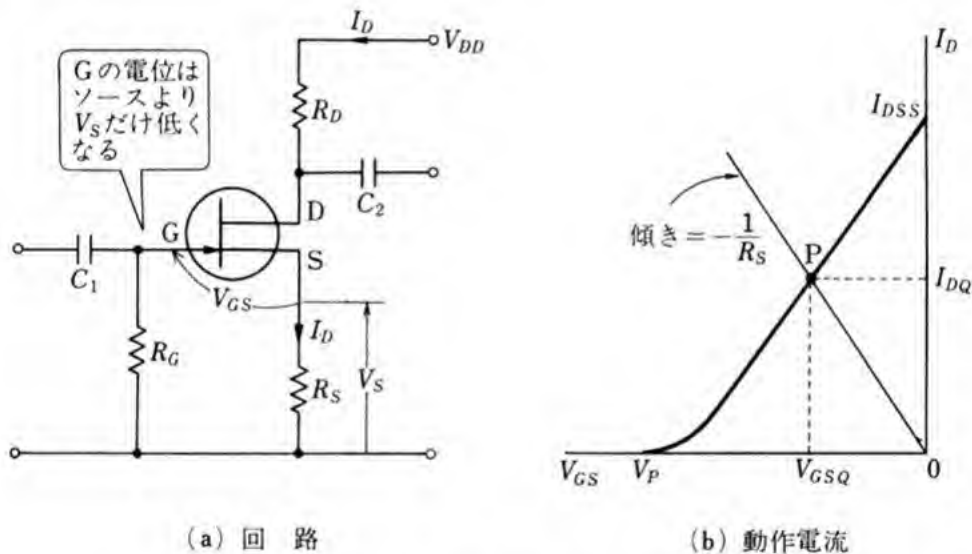


図 2-95 バイアス回路 (I)

<例題 14>

図 2-95(b) で P 点の電流  $I_{DQ} = 0.8$  [mA]，バイアス電圧  $V_{GSQ} = -1.6$  [V] とすれば，ソース抵抗  $R_S$  の値はいくらになるか。

**解** 式 (2-65) から，

$$R_S = -\frac{V_{GSQ}}{I_{DQ}} = \frac{1.6}{0.8 \times 10^{-3}} [\Omega] = 2 [\text{k}\Omega]$$

図 2-95 (a) の回路では、バイアス電流  $I_{DQ}$  を決めるとソース抵抗  $R_S$  は式 (2-65) により自動的に決まってしまう。しかし、ドレイン接地回路などでは、 $R_S$  をもっと大きな値にしたい場合がある。このような場合、図 2-96 のバイアス回路を使用する。

5 図 2-96 の回路のゲート・ソース間電圧  $V_{GS}$  は、

$$V_{GS} = V_G - V_S = \frac{R_G}{R_G + R_B} V_{DD} - I_D R_S \quad (2-66)$$

となる。したがって、  
 $R_G, R_B$  の分割比を適当に設定すれば、 $R_S$  の値をバイアスに関係なく任意に選ぶことができる。また、 $V_G > V_S$  すなわち  $V_{GS} > 0$  とすることができるため、エンハンスメ

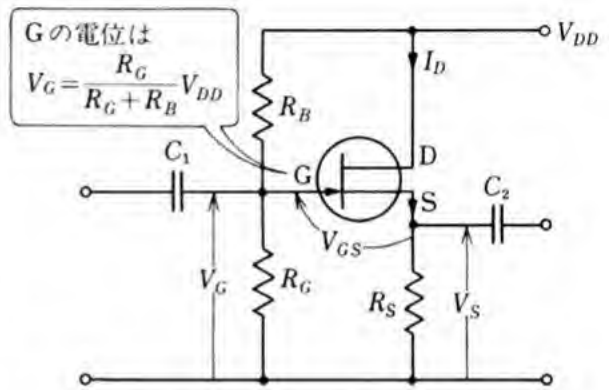


図 2-96 バイアス回路 (II)

15 ント形 FET のバイアス回路にも使用できる。

問 17. 図 2-96 の回路で、 $V_{DD} = 20$  [V]、 $R_S = 10$  [k $\Omega$ ] としたとき、ドレイン電流  $I_D = 0.8$  [mA]、ゲート・ソース間電圧  $V_{GS} = -1.6$  [V] とするには、 $R_G, R_B$  の分割比をいくりにすればよいか。

### 3. 等価回路と基本回路

#### 20 (1) 等 価 回 路

FET の特性をあらわすのに、重要な定数がある。

図 2-97 の  $V_{GS} - I_D$  特性曲線上の動作点 P における、 $V_{GS}$  の微小な変化分  $\Delta V_{GS}$  に対する  $I_D$  の変化分  $\Delta I_D$  の比を考えて、

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \text{ [S]}$$

とあらわした  $g_m$  を相互コンダクタンスという。

$g_m$  はゲート・ソース間電圧  $V_{GS}$  がドレイン電流  $I_D$  を制御する能力を示す値である。

いま、変化分  $\Delta I_D$ ,  $\Delta V_{GS}$  を、小信号  $i_d$ ,  $v_{gs}$  に置き換えると、

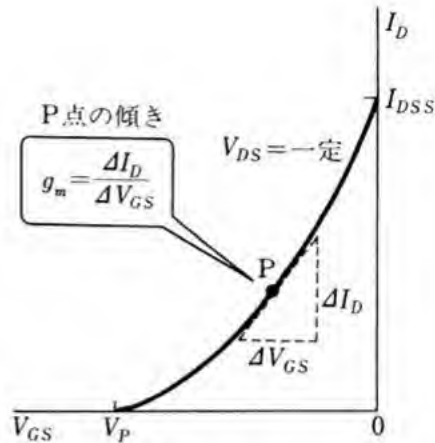


図 2-97  $V_{GS}-I_D$  特性

$$i_d = g_m v_{gs}$$

となる。すなわち、 $v_{gs}$  の入力電圧に対して、出力側には  $g_m v_{gs}$  の電流が流れると考えられる。

この関係をもとにして、図 2-98 のような低周波における等価回路をつくることのできる。ただし、 $r_g$  は FET の入力抵抗、 $r_d$  は出力抵抗である。

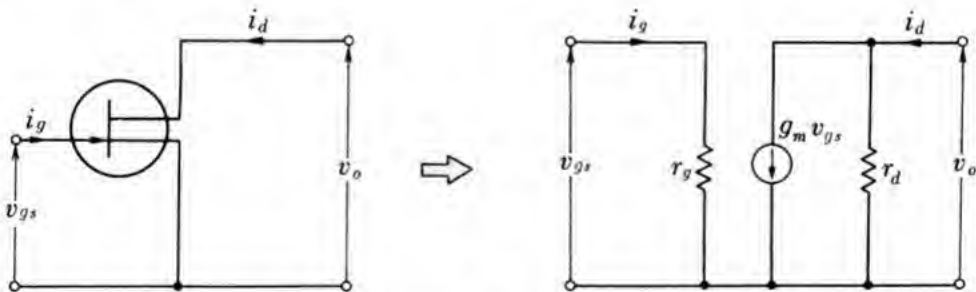


図 2-98 FET の等価回路

### (2) 基本回路

図 2-99 (a) は、ソース接地 FET 増幅回路の基本回路である。

FET の入力抵抗  $r_g$  はきわめて大きいので、回路の入力インピーダンスは  $R_G$  だけと考えるよい。したがって、図 (a) の等価回路は図

(b) のようになる。ただし、 $C_1, C_2$  のインピーダンスはじゅうぶん小さいとして無視する。このときの出力電圧  $v_o$  は、

$$v_o = -g_m v_i R_L$$

$$\text{ただし、 } R_L = r_d R_D / (r_d + R_D)$$

5 となる。

上式から、電圧増幅度  $A_v$  は次のようにあらわされる。

$$A_v = \frac{g_m v_i R_L}{v_i} = g_m R_L \quad (2-67)$$

<例題 15>

10 図 2-99 の回路で、 $g_m = 2$  [mS]、 $R_L = 10$  [k $\Omega$ ] としたとき、電圧増幅度はいくらか。

**解** 式 (2-67) から、

$$A_v = g_m R_L = 2 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^3 = 20$$

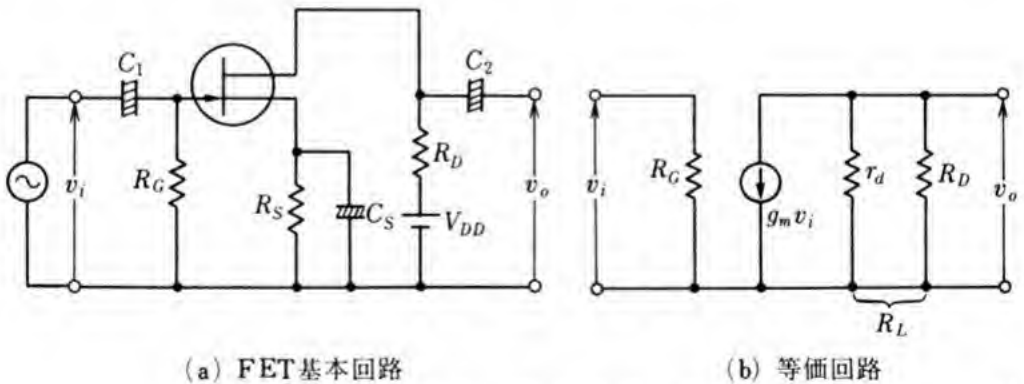


図 2-99 基本回路と等価回路

4. FET を使った回路例

15 FET は、入力インピーダンスが高く、雑音が少ないという特長があり、高入力インピーダンスを必要とする増幅回路に適している。

## (1) コンデンサマイクロホン回路

図2-100は、エレクトレットコンデンサマイクロホン (ECM) 用の回路で、テープレコーダやワイヤレスマイクなどに多く使われている。

コンデンサマイクロホンは、高出力インピーダ

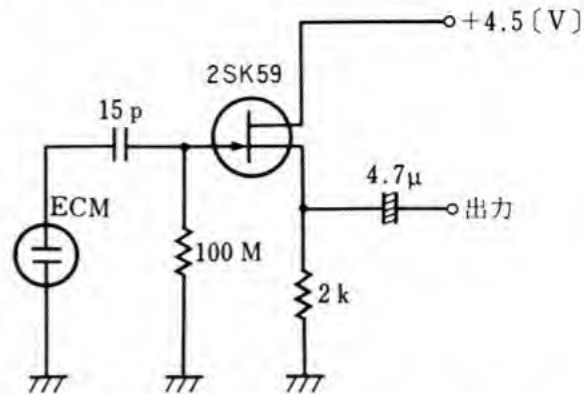


図2-100 エレクトレットコンデンサマイクロホン回路

ンスであるため、その出力を入力インピーダンスの低いバイポーラトランジスタの回路につないだのでは効率のよい増幅ができない。そのため、入力インピーダンスが高く、出力インピーダンスが低いという特徴をもつドレイン接地回路を用いて、コンデンサマイクロホンの高出力インピーダンスを、低出力インピーダンスに変換している。これによって、出力インピーダンスは約700 [Ω] となり、次

## (2) 2段直結増幅回路

図2-101は、ソース接地のFETを2段用いた直結増幅回路で、高入力インピーダンス・高利得が得られる。

この回路のバイアスは、1段目が図2-95(a)のバイアス回路であると同時に、2段目から1 [MΩ] を通して直流負帰還がかかるため、全体のバイアスが安定化される。交流的には負帰還がかからないため、ソース接地回路2段の増幅回路となり、電圧利得は図2-101の場合、約70 [dB] である。



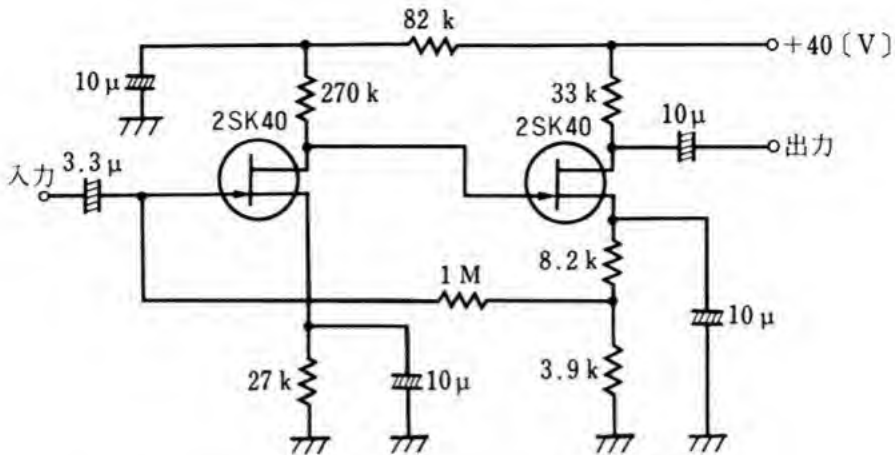
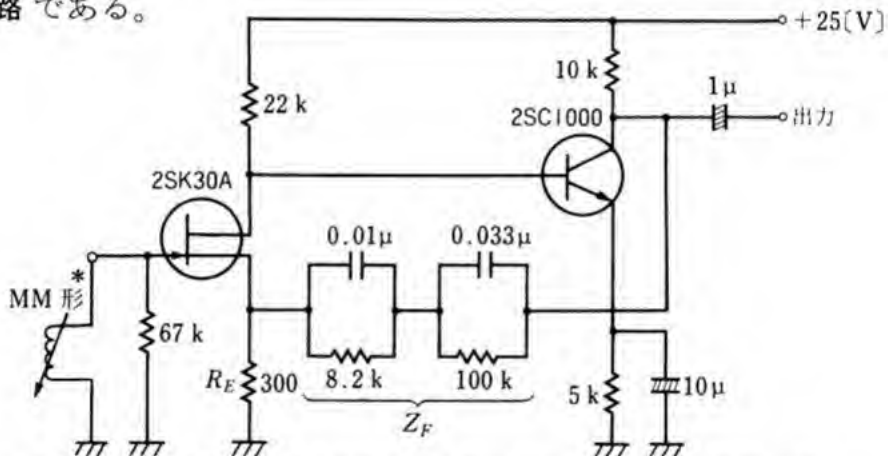


図 2-101 2 段直結増幅回路

## (3) 等化回路 (イコライザ)

図 2-102 は、FET とバイポーラトランジスタを組み合わせた等化回路である。



\* レコードのみぞにきざまれている音楽などの信号を電気的信号に変える可動磁石形変換器

図 2-102 等化回路

この等化回路は、レコードの録音特性を補償するためのものであり、2段目の出力から1段目に周波数特性をもつ帰還回路を用いて負帰還をかけている。 $Z_F$  のインピーダンスは、周波数が高くなるにしたがって低下するため、 $R_E$  と  $Z_F$  で決定される帰還量  $\beta$  ( $\equiv \frac{R_E}{Z_F}$ ) が大きくなる。したがって周波数の増加とともに全体の利

得は低下し、図2-103のような特性（イコライザ特性）となる。

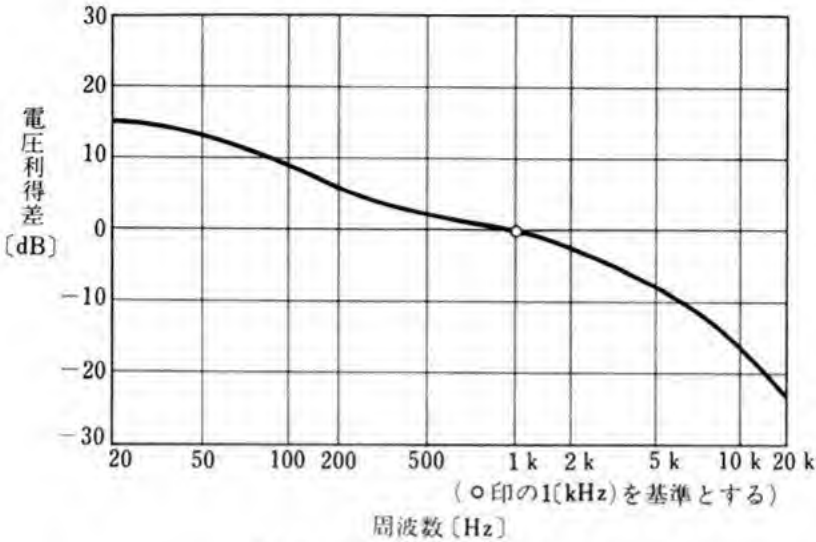


図2-103 周波数特性例

(4) 高周波増幅回路

図2-104は、FETを使用した高周波増幅回路である。

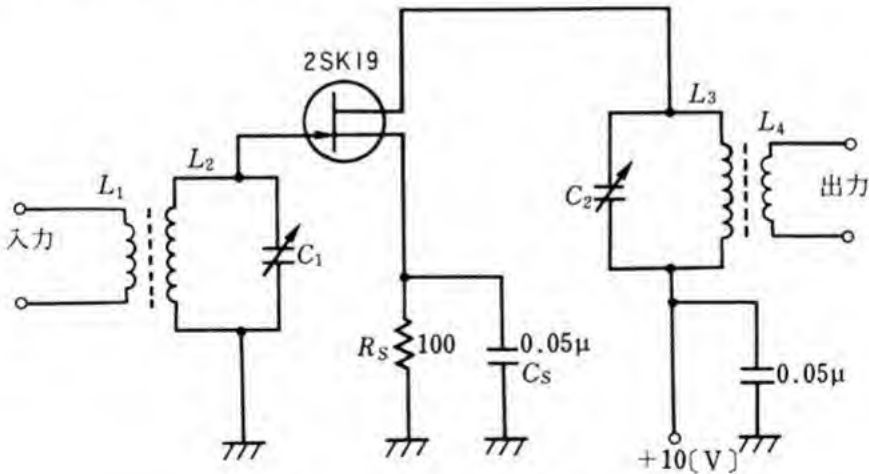


図2-104 高周波増幅回路

周波数の高い（VHF以上）信号を増幅する場合は、バイポーラトランジスタのときと同じように、ゲート・ドレイン間の容量の小さいFETを選び、必要に応じて中和を行ったり、ゲート接地回路を用いたりする。

## 8. IC 増幅回路

IC が高性能・小形・低価格，信頼性が高いなどの特徴をもっているため，電子回路の多くは，現在，IC 化されている。IC のほとんどはモノリシック IC であるが，とくに必要な場合にはハイブリッド IC も使われる。ここではモノリシックのアナログ IC (リニア IC ともいう) の基礎的なことがらを，演算増幅器を中心にして学ぶ。

### 1. IC の基礎

IC は数十 [mm<sup>2</sup>] の面積のけい素基板 (チップ) でつくられ，この中にひじょうに多くのトランジスタや抵抗がはいっている。そのため外部に部品をほとんどつけなくても，いままで学んだような増幅回路や，第 5 章で学ぶパルス回路をつくることができる (図 2-105)。このように，1 つの IC で 1 つの機能を果たしてしまうため，IC は機能素子であるといえることができる。

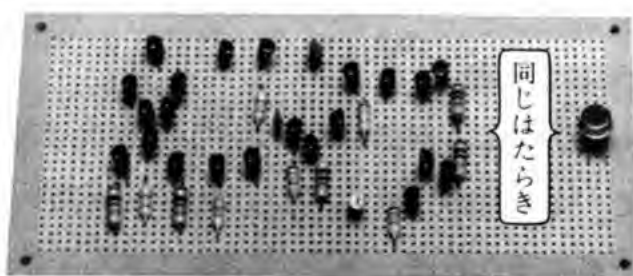


図 2-105 電子回路と，それに等価な IC の例

#### (1) IC の種類

IC は，第 1 章で学んだ分類のほかに，今まで学んできたような連続信号を取り扱うアナログ IC と，第 5 章で学ぶようなパルス信号を取り扱うデジタル IC とに分類できる。アナログ IC は，さ

らに、用途によって次のように分類される。

- ① 小電力多目的用 帰還形交流増幅用 IC、演算増幅器 (operational amplifier 略してオペアンプ) など
- ② 特定の目的用 ラジオ・テレビジョンの高周波用 IC、低周波電力増幅用 IC、電源用 IC など

5

帰還形交流増幅用 IC は、おもにオーディオ回路の前増幅器(プリアンプ)に使われるもので、電圧増幅を必要とする回路に適した IC である。図 2-106 にアナログ IC の例を示す。

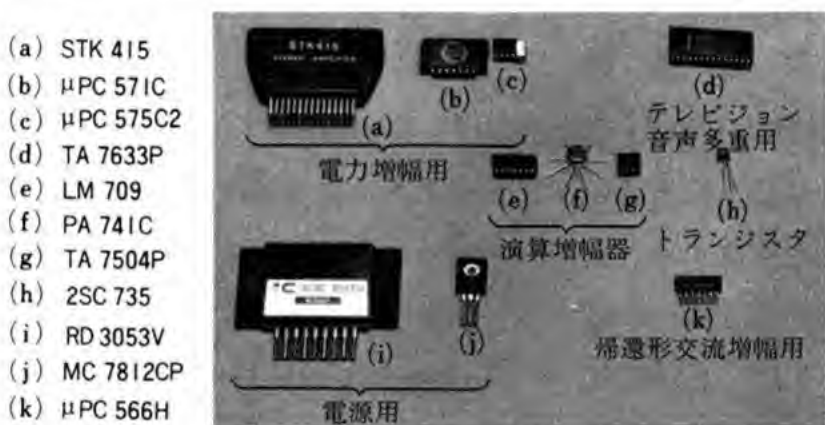


図 2-106 アナログ IC の例  
 (比較のためトランジスタが入れてある)

## (2) IC 化可能な回路

第 1 章で学んだように、回路中のコンデンサやコイルは IC 化が 10  
 むずかしいので、増幅回路としては直結増幅回路が用いられ、コイルやコンデンサが必要ならば、IC の外部にこれらを接続する方法がとられる。

図 2-107 は、直結増幅回路の例であるが、破線のわく内は IC 化できる。したがって、このような IC を使った回路は、図 2-108 15  
 のように配線するだけで、図 2-107 と同じ機能を果たすことになる。

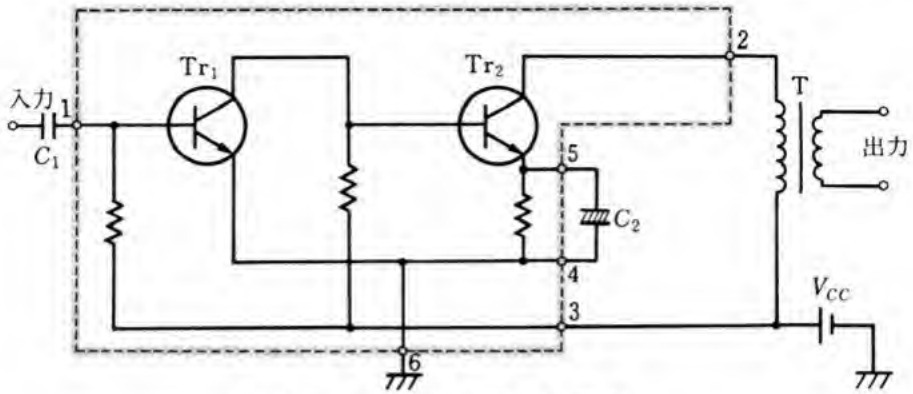


図 2-107 IC 化可能な回路

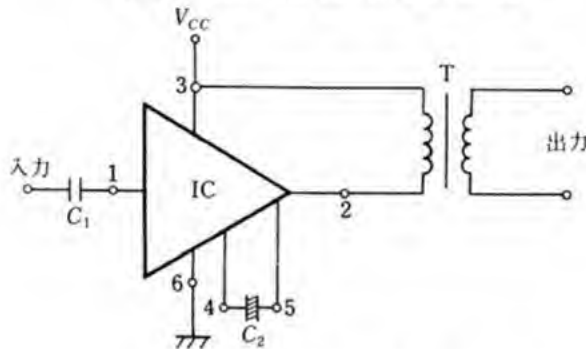


図 2-108 IC 化した回路

## 2. IC 内部の回路

IC の内部に結合コンデンサや変成器をつくることはできないので、個別の部品を使ってつくられる回路とは異なった独得の回路が、IC にはいろいろと取り入れられている。ここでは、レベルシフト回路、直流定電流回路および差動増幅回路について学ぶことにする。

### (1) レベルシフト回路

npn 形トランジスタでは、ベース電圧よりもコレクタ電圧のほうが直流的に数ボルト高い。たとえば図 2-109 の回路では、 $V_B < V_{C1} < V_{C2}$  の関係がある。したがって、トランジスタを数段接続すると、後段のトランジスタのコレクタ電圧が電源電圧  $V_{CC}$  に近づいてしまい、信号の振幅が大きくとれなかったり、増幅ができなくなる

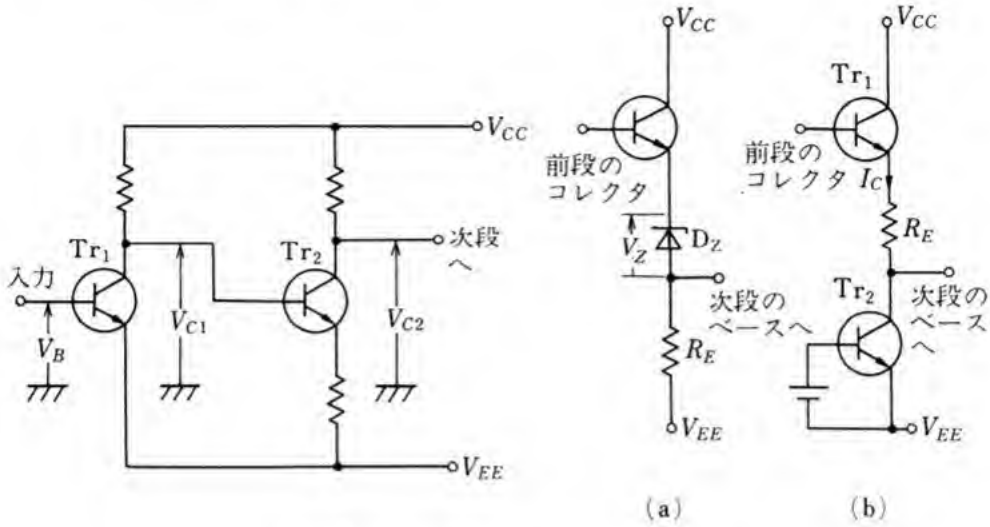


図 2-109 レベルシフト回路

ことがある。そこで、増幅回路の途中段でベースの直流電圧を下げる必要がある。これをレベルシフトといい、図(a)、図(b)のような回路がある。図(a)は降伏電圧  $V_Z$  だけレベルシフトできる。図(b)は  $Tr_2$  を(2)で述べる直流定電流源として動作させ、直流電圧  $I_C R_E$  だけレベルシフトさせている。このような回路を直結増幅回路の段間に入れてレベルシフトを行う。

(2) 直流定電流回路

図 2-110 は直流定電流回路(直流定電流源)の例である。図(a)は

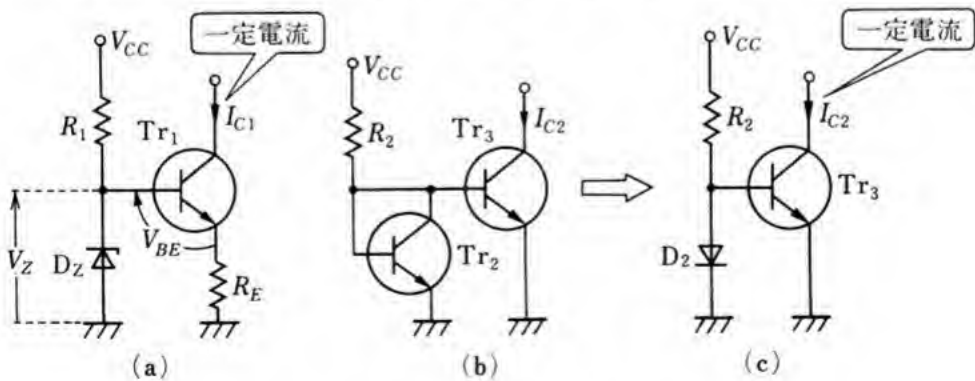


図 2-110 直流定電流回路

定電圧ダイオード  $D_Z$  により  $Tr_1$  のベース電圧を一定にして、 $I_{C1}$  を定電流にした回路である。 $R_E$  により  $I_{C1}$  の大きさを調整できる。

図 (b) では、 $Tr_2$  がベース・エミッタ間の pn 接合を利用したダイオードとして動作している。したがって等価的に図 (c) のようになる。このダイオードの順方向電圧降下 (約  $0.6 [V]$ ) で  $Tr_3$  をバイアスし、 $I_{C2}$  を一定にする。

<例題 16>

図 2-110 (a) の回路において、降伏電圧  $V_Z$  が  $6 [V]$ 、ベース・エミッタ間電圧  $V_{BE}$  が  $0.6 [V]$ 、 $R_E$  が  $3 [k\Omega]$  のとき、コレクタ電流  $I_{C1}$  の値を求めよ。

**解**  $V_Z \doteq V_{BE} + I_{C1}R_E$  であるから、

$$I_{C1} = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E} = \frac{6 - 0.6}{3 \times 10^3} [A] = 1.8 [mA]$$

となる。

(3) 差動増幅回路

図 2-111 は、IC の入力回路に必ずといってよいほど使われている差動増幅回路である。

この回路は入力端子が 2 つあり、また、出力端子も 2 つある。ふつう、出力は、2 つのトランジスタ  $Tr_1$ 、 $Tr_2$  のコレクタ間から取り出す。いま  $Tr_1$ 、 $Tr_2$  の特性が等しく、 $R_{C1} = R_{C2} = R_C$  とすると、出力電圧  $v_o$  は、2 つの入力電圧  $v_{i1}$ 、 $v_{i2}$  を用いて、次のようにな

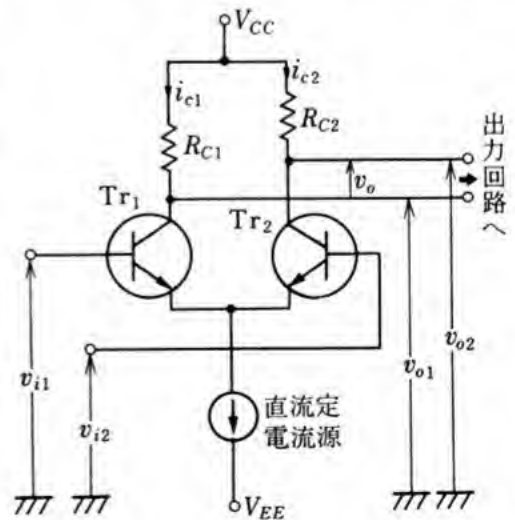


図 2-111 差動増幅回路



らわされる。

$$v_o = R_C(i_{c1} - i_{c2}) = \frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}}(v_{i1} - v_{i2}) \quad (2-68)$$

式(2-68)から、 $i_{c1}$ と $i_{c2}$ 、または $v_{i1}$ と $v_{i2}$ に共通に含まれる成分は、出力に出ないことがわかる。たとえば、周囲温度の変化による $I_{CBO}$ の変化は、 $i_{c1}$ 、 $i_{c2}$ に共通に含まれる。また、 $V_{BE}$ の変化は $v_{i1}$ 、 $v_{i2}$ に共通に含まれる。これらの変化量は $Tr_1$ 、 $Tr_2$ の特性が等しく、また2つのトランジスタの温度変化が等しい場合は、互いに等しいため、出力には影響しない。

モノリシック IC では、同一基板内につくられるトランジスタの特性をそろえることができるため、差動増幅回路は IC にひじょうに適している回路である。

なお、図の直流定電流源は、図2-110の回路を応用してつくられる。

### <例題 17>

図2-111の差動増幅回路で、各トランジスタの $h$ パラメータを $h_{fe}=100$ 、 $h_{ie}=2$  [k $\Omega$ ]とする。いま、 $v_{i1}=10$  [mV]、 $v_{i2}=-10$  [mV]のときの出力 $v_o$ と、 $v_{i1}=v_{i2}=10$  [mV]のときの出力 $v_o$ を求めよ。ただし、 $R_{C1}=R_{C2}=5$  [k $\Omega$ ]とする。

**解**  $v_{i1}=10$  [mV]、 $v_{i2}=-10$  [mV]であるから、式(2-68)から、

$$v_o = \frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}}(v_{i1} - v_{i2}) = \frac{100 \times 5}{2}(0.01 + 0.01) = 5 \text{ [V]}$$

また、 $v_{i1}=v_{i2}=10$  [mV]のときは、

$$v_o = \frac{100 \times 5}{2}(0.01 - 0.01) = 0 \text{ [V]}$$

## 3. 演算増幅器を用いた回路

## (1) 演算増幅器の特性

演算増幅器は、図2-112のような図記号であらわされ、2つの  
 5 入力端子（反転入力・非反転入力）と、1つの出力端子をもっている。また、ふつう、正負2つの直流電  
 10 圧を必要とする。

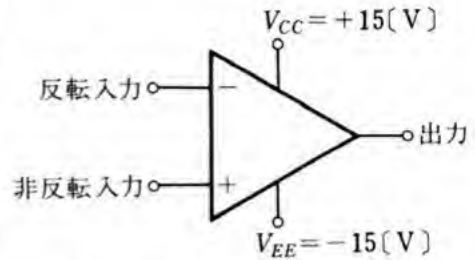


図2-112 演算増幅器の図記号

表2-7に代表的な演算増幅器の特性例を示す。表中の開放電圧  
 10 利得とは、反転入力と非反転入力の間に加えられた電圧に対する、出力電圧の比である。

表2-7 演算増幅器の特性例

特 性	記号	条 件	最小	代表値	最大	単位
入力インピーダンス	$Z_i$	$f=1$ [kHz]	0.3	1		M $\Omega$
出力インピーダンス	$Z_o$	$f=1$ [kHz]		60		$\Omega$
開放電圧利得	$A_v$	$f=1$ [kHz], $R_L \geq 2$ [k $\Omega$ ]	20	100		$\times 10^3$
最大出力電圧	$V_{om}$	$R_L \geq 2$ [k $\Omega$ ]	$\pm 10$	$\pm 13$		V
消費電力	$P_{DC}$			50	85	mW
入力バイアス電流	$I_i$			200	500	nA

## (2) 演算増幅器の基本動作

表2-7からわかるように、演算増幅器の入力インピーダンスはひ  
 15 じょうに大きく、出力インピーダンスは小さい。また、開放電圧利  
 得はひじょうに大きい。そこで、 $Z_i = \infty$ ,  $Z_o = 0$ ,  $A_v = \infty$ と仮定す  
 ると、図2-113のように演算増幅器をあらわすことができる。

このとき出力電圧  $v_o$  は、

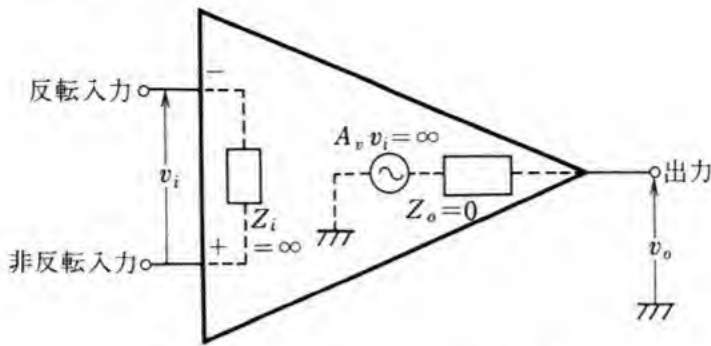


図 2-113 演算増幅器の等価回路

$$v_o = A_v v_i \tag{2-69}$$

であるから、逆に、

$$v_i = \frac{v_o}{A_v} \tag{2-70}$$

となる。 $A_v = \infty$ であるから、もし、出力  $v_o$  が有限の電圧であれば、

$$v_i \doteq 0 \tag{2-71}$$

とならなければならない。すなわち、演算増幅器の出力が有限の電圧のときは、入力端子間にはほとんど電圧が出ないことがわかる。

このように演算増幅器の入力インピーダンス  $Z_i = \infty$  であるにもかかわらず、反転入力端子と非反転入力端子間が、あたかも短絡しているように動作するので、この現象をイマジナルショートという。

### (3) 反転増幅回路

演算増幅器の利得はひじょうに大きいので、そのまま用いることはなく、ふつう、負帰還をかけて使われる。図 2-114 は演算増幅器の基本的な回路であり、出力側から抵抗  $R_F$  を通して反転入力へ負帰還がかけられている。図 2-114 の回路で  $R_S$  に流れる電流  $I_S$  は、 $Z_i = \infty$  であるので、そのまま  $R_F$  に流れる。イマジナルショートを考慮すると、次の式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} V_S &= I_S R_S \\ V_o &= -I_S R_F \end{aligned} \right\} \tag{2-72}$$

したがって、この回路全体の電圧増幅度  $A_{v_f}$  は、

$$A_{v_f} = \frac{V_o}{V_s} = - \frac{R_F}{R_S} \quad (2-73)$$

となる。図 2-114 では、 $R_S = R_F = 10 \text{ [k}\Omega\text{]}$  であるから、 $A_{v_f} = -1$  となる。図 2-115 は、図 2-114 の回路で入力電圧  $V_s$  を変えたときの出力電圧  $V_o$  との関係を示した直流増幅特性例である。出力電圧が  $14.2 \text{ [V]}$  で一定になっているのは、電源電圧  $V_{CC}$ ,  $V_{EE}$  によって、出力電圧が制限されるためである。

式 (2-73) からわかるように、図 2-114 の回路の電圧増幅度は、抵抗  $R_F$ ,  $R_S$  の比で決定され、 $R_F$ ,  $R_S$  の値は任意でよい。しかし、

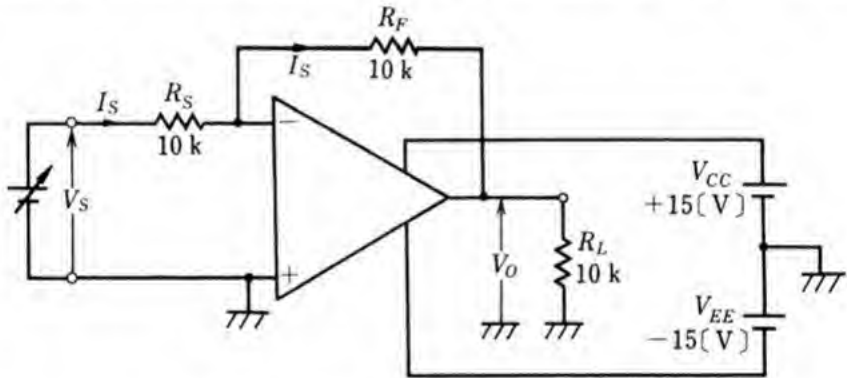


図 2-114 演算増幅器の基本回路

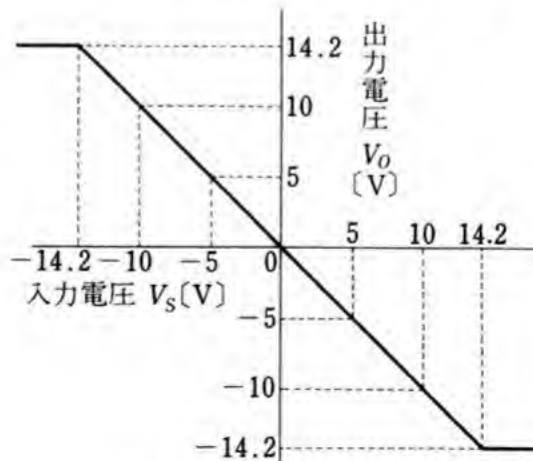


図 2-115 直流増幅特性例

実際には演算増幅器の入出力インピーダンスは表2-7のように有限であるから、これらのインピーダンスの影響が無視できるように  $R_F, R_S$  には数  $[k\Omega]$  ~ 数百  $[k\Omega]$  の抵抗を使用する。

式(2-73)に負の符号がついており、図2-114の回路の出力電圧は入力電圧に対して位相が反転するため、この回路を反転増幅回路または逆相増幅回路という。

問 18. 図2-116の回路の入力として  $0.1[V_{p-p}]$  の正弦波交流を反転入力端子に加えた場合の電圧増幅度を求め、入力波形と出力波形の位相関係を図示せよ。

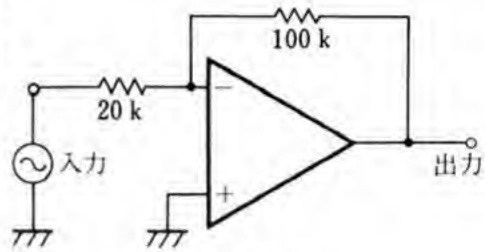


図 2-116

(4) 非反転増幅回路

図2-117(a)の回路は、入出力電圧の位相関係が同相となるので、非反転増幅回路または正相増幅回路という。

イマジナルショートを考慮すると、反転入力端子の電圧と非反転入力端子の電圧が等しいから、

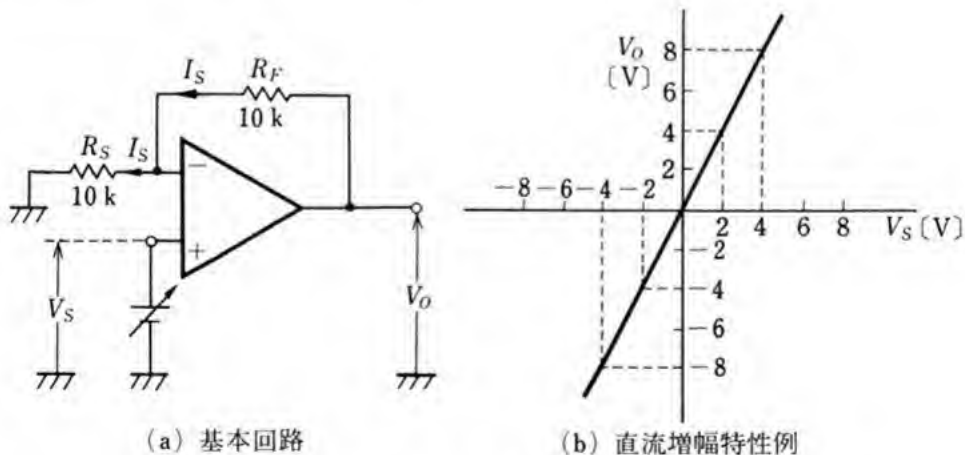


図 2-117 非反転増幅回路

① 電圧波形の山と谷の間の値で、ピークピーク値という。

$$R_S I_S = V_S$$

となる。また、

$$(R_S + R_F) I_S = V_O$$

であるから、電圧増幅度  $A_{vf}$  は、

$$A_{vf} = \frac{V_O}{V_S} = 1 + \frac{R_F}{R_S} \quad (2-74)$$

となる。図 2-117 (a) では、 $R_F = R_S = 10 \text{ [k}\Omega\text{]}$  であるから、 $A_{vf} = 2$  となり、入出力電圧の関係は図 2-117 (b) のようになる。

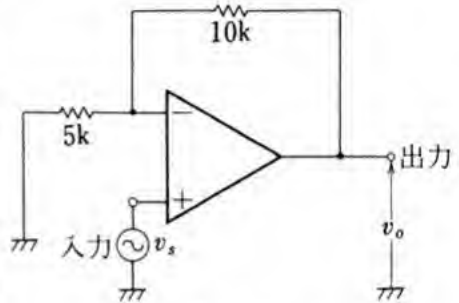


図 2-118

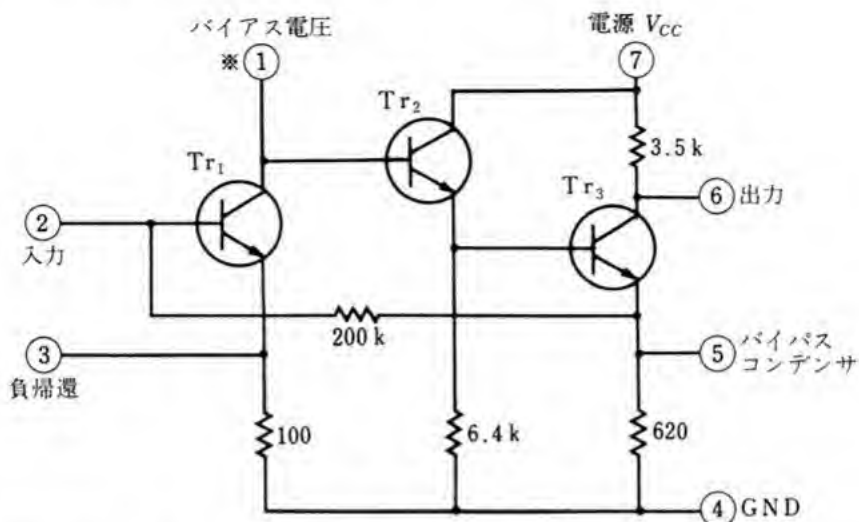
- 10 問 19. 図 2-118 の回路で、入力電圧  $v_s$  が  $100 \text{ [mV]}$  のとき、出力電圧  $v_o$  はいくらか。

#### 4. その他の IC 増幅回路

- 15 ここでは、帰還形交流増幅用 IC、および電力増幅用 IC を用いた応用回路について学ぶことにする。

##### (1) 前置増幅回路

- 20 図 2-119 は、帰還形交流増幅用 IC の代表的な例を等価回路に置き換えたもので、全段とも直結方式である。 $Tr_1$  のエミッタには、出力側から入力側に負帰還をするために、負帰還端子が用意されている。 $Tr_2$  はレベルシフトとインピーダンス変換の役割をしている。 $Tr_3$  はエミッタ接地であり、 $620 \text{ [}\Omega\text{]}$  をコンデンサでバイパスするための端子がある。また、 $Tr_3$  のエミッタから  $Tr_1$  のベースに向かって、 $200 \text{ [k}\Omega\text{]}$  の抵抗により、直流的に負帰還がかかり、バイアスが安定化されている。



※ ○の中の数字は端子番号であって、図2-120の端子の番号と対応させてある。

図 2-119 帰還形交流増幅用 IC の等価回路

図 2-120 は、図 2-119 で示された IC を使用した前置増幅回路 (プリアンプ) の例である。30 [pF] のコンデンサは、回路の発振防止用に用いられている。帰還回路の  $Z_F$  に図 2-121 のような回路を接続することによって利得の周波数特性を変えることができる。

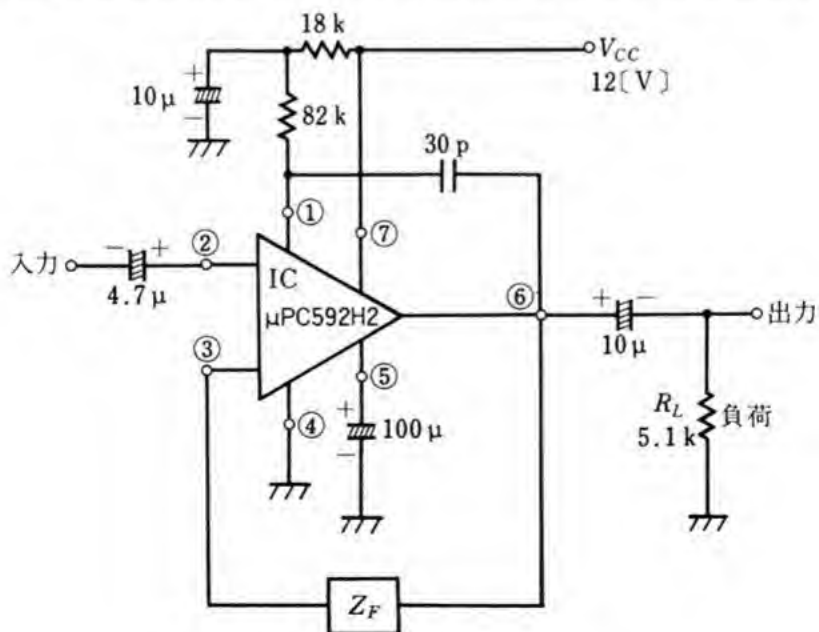


図 2-120 前置増幅回路例



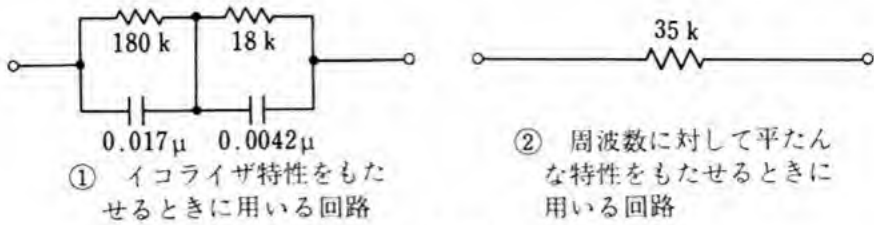
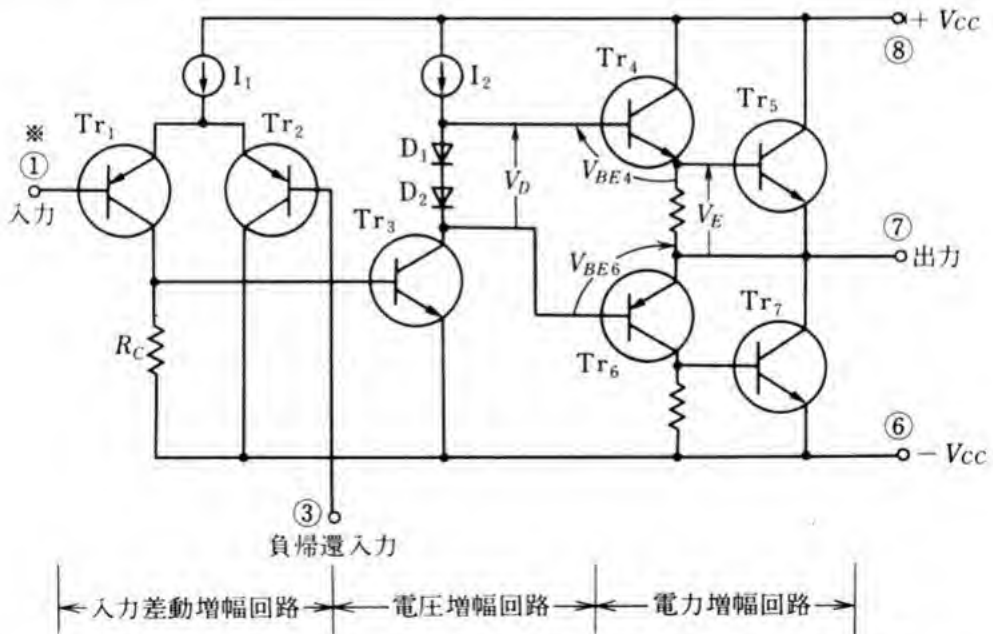


図 2-121  $Z_F$  として接続する回路例

(2) IC 電力増幅用回路

図 2-122 に、電力増幅用 IC (パワー IC) の基本的な回路構成を示す。入力回路には差動増幅回路が用いられている。  $Tr_2$  のベースは、出力側から負帰還電圧を入力するための負帰還入力端子となっている。電流源  $I_1, I_2$  は、  $Tr_1 \sim Tr_3$  にバイアス電流を流すための直流定電流源である。  $Tr_3$  は電圧増幅回路で、ダイオード  $D_1, D_2$  は  $Tr_4$  と  $Tr_6$  とに、ベース・エミッタ間の電圧  $V_{BE4}, V_{BE6}$  を与えるために使われ、次の式が成立する。



※ 端子番号は、図2-123の端子のうち、電力増幅に関係する端子の番号と対応させてある。

図 2-122 電力増幅用 IC の基本回路

$$V_D = V_{BE4} + V_E + V_{BE6} \quad (2-75)$$

また、ダイオード  $D_1, D_2$  は、温度補償の役割もしている。

出力は、 $Tr_4$  と  $Tr_5$  が1つの npn 形トランジスタ、 $Tr_6$  と  $Tr_7$  が1つの pnp 形トランジスタと同じはたらきをし、相補形 OTL 回路となっている。実際に IC を使って増幅回路をつくるときには回路を安定に動作させるため、いくつかの補償用コンデンサとバイパスコンデンサを外付けする必要がある。

図2-123は、出力電力15[W]のハイブリッドICを使用した電力増幅回路例である。帰還回路は  $R_1$  および  $Z_F$  によって構成されている。直流的には  $C_F$  は開放であるから、出力から負帰還入力端子へ直流で強い負帰還がかかり、バイアスが安定化されている。利得を変化させたいときは、 $R_F$  の値を変えればよい。電力増幅回路では、とくに熱に対する注意が必要で、IC に放熱板を取り付けるなどして、じゅうぶん放熱を行わなければならない。

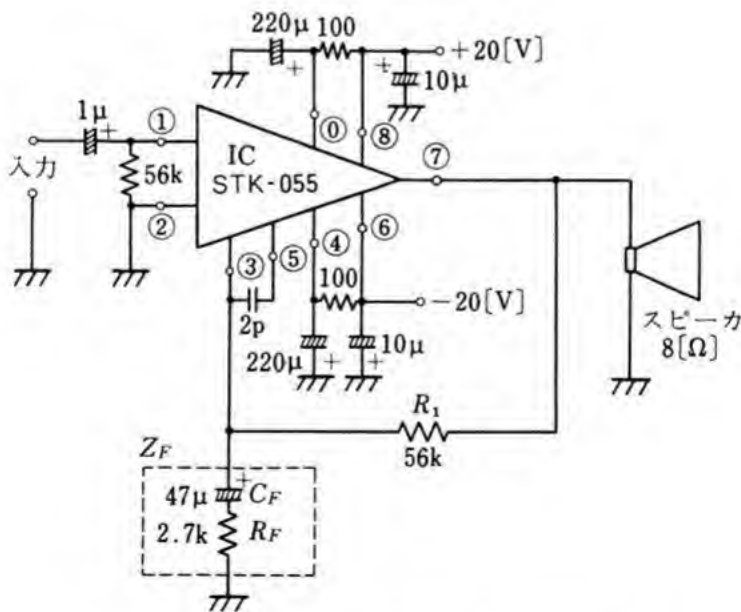


図 2-123 IC を用いた電力増幅回路例

問 題

1. 直流電流増幅率  $h_{FE}$  と、小信号電流増幅率  $h_{fe}$  との違いを説明せよ。
  2. 図 2-124 の基本増幅回路において、次の問に答えよ（ただし、 $h_{ie}=2$  [k $\Omega$ ],  $h_{fe}=160$ ）。トランジスタの静特性は、図 2-125 とする。
- 5
- (1) 負荷線を引き、動作点の位置を  $V_{CE}=V_{CC}/2$  となるように定めよ。  
このとき  $I_B$  の値はいくらか。
  - (2) 動作点における  $h_{FE}$  の値を求めよ。
  - (3) 各増幅度を簡易等価回路によって計算せよ。
  - (4) 入力電圧  $v_i=10$  [mV] のとき、出力電圧  $v_o$  はいくらか。

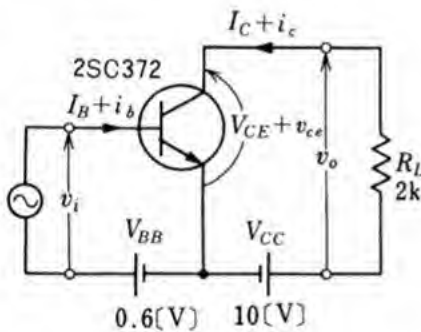


図 2-124

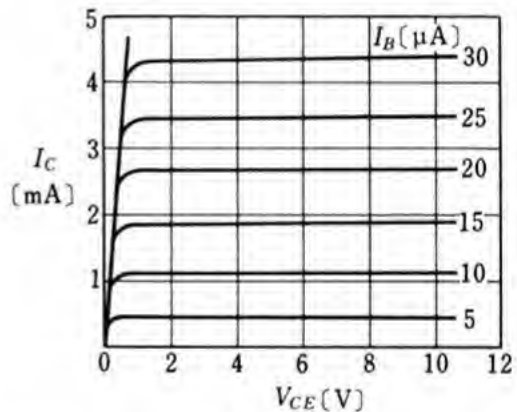


図 2-125

- 10
3. 86 ページ図 2-31 の電流帰還バイアス回路で、 $I_C=2$  [mA] に設定するには、 $R_A, R_B, R_E$  はいくらにすればよいか。ただし、 $h_{FE}=200, V_{CC}=12$  [V],  $V_E=2$  [V],  $V_{BE}=0.6$  [V] で、 $I_A$  は  $I_B$  の 20 倍流すものとする。
- 15
4. 図 2-126 の電流帰還バイアス回路のトランジスタの各電極とアース間の電圧  $V_B, V_E, V_C$  を求めよ。ただし、 $I_B \approx 0$  とし、 $I_B$  を無視してよい。また、 $V_{BE}=0.6$  [V] とする。

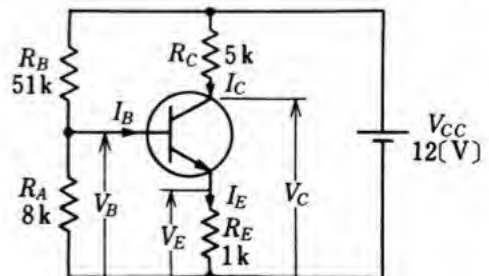


図 2-126

5. 図 2-127 の CR 結合増幅回路において、次の問に答えよ。

ただし、 $h_{ie}=3$  [k $\Omega$ ],  $h_{fe}=120$ ,  $h_{re}=2 \times 10^{-4}$ ,  $h_{oe}=20$  [ $\mu$ S] とする。

(1) 直流負荷と、交流負荷の値はいくらか。

(2)  $h$  パラメータによる等価回路をかけ。

(3) 中域周波数における電圧増幅度を求めよ。

(4) シャ断周波数を 20 [Hz]

として、 $C_E$  の値を求めよ。ただし、結合コンデンサ  $C$  のインピーダンスは無視できるとしてよい。

(5)  $C_E$  がいないときの電圧増幅度はいくらか。

6. 図 2-128 の A 級電力増幅回路で、最大出力 100 [mW] を得るとき、次の各値を求めよ。ただし、回路の損失はないものとする。

(1) 出力変成器のインピーダンス比  $Z_1 : Z_2$

(2) 出力変成器の巻数比  $n$

(3) コレクタ電流  $i_c$  の平均値

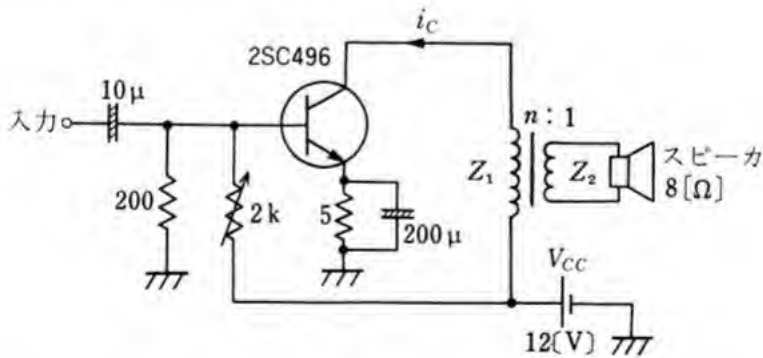


図 2-128

7. 図 2-129 の B 級 PP 電力増幅回路で、最大出力 5 [W] を得るとき、次の各値を求めよ。ただし、回路の損失はないものとする。

(1) 出力変成器のインピーダンス比  $Z_1 : Z_2$

(2) 各トランジスタのコレクタ損失の最大値  $P_{cm}$

5

図 2-127

10

15

20

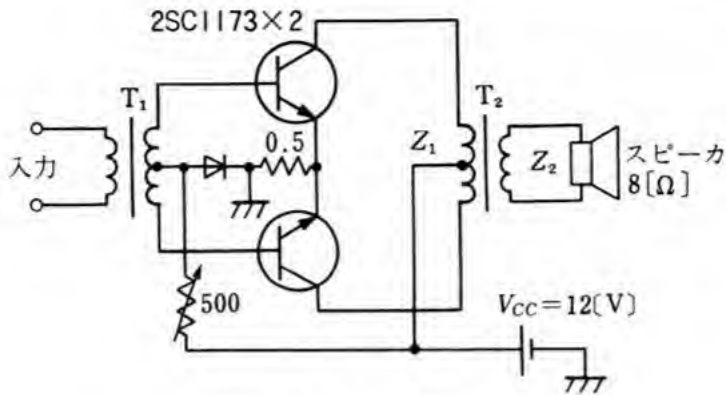


図 2-129

(3) 最大出力時の電源の消費電力  $P_{DC}$

8. SEPP 電力増幅回路で電源電圧に 25 [V] を用いて、16 [ $\Omega$ ] のスピーカをつないだとき、最大出力電力の理想値はいくらか。
9. 同調周波数  $f_0 = 455$  [kHz],  $C = 200$  [pF],  $r = 25$  [ $\Omega$ ] のとき、図 2-

5 130 の同調回路の次の値を求めよ。

- (1) インダクタンス  $L$
- (2) この回路の  $Q$
- (3) 帯域幅  $B$

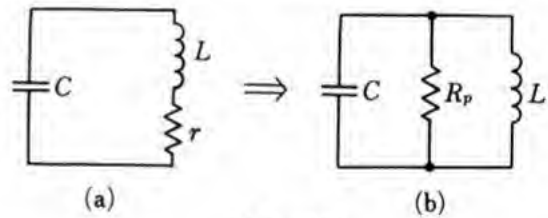


図 2-130

10 (4) 並列抵抗  $R_p$

10. 図 2-131 の回路の出力電圧  $v_o$  を求めよ。

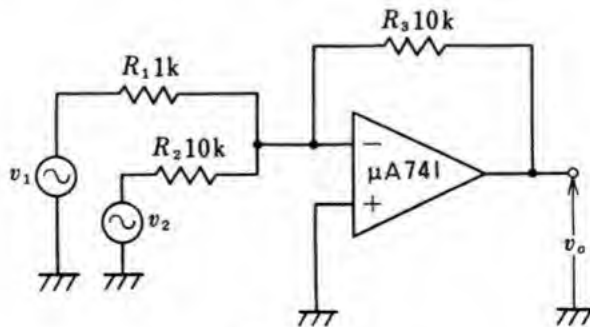
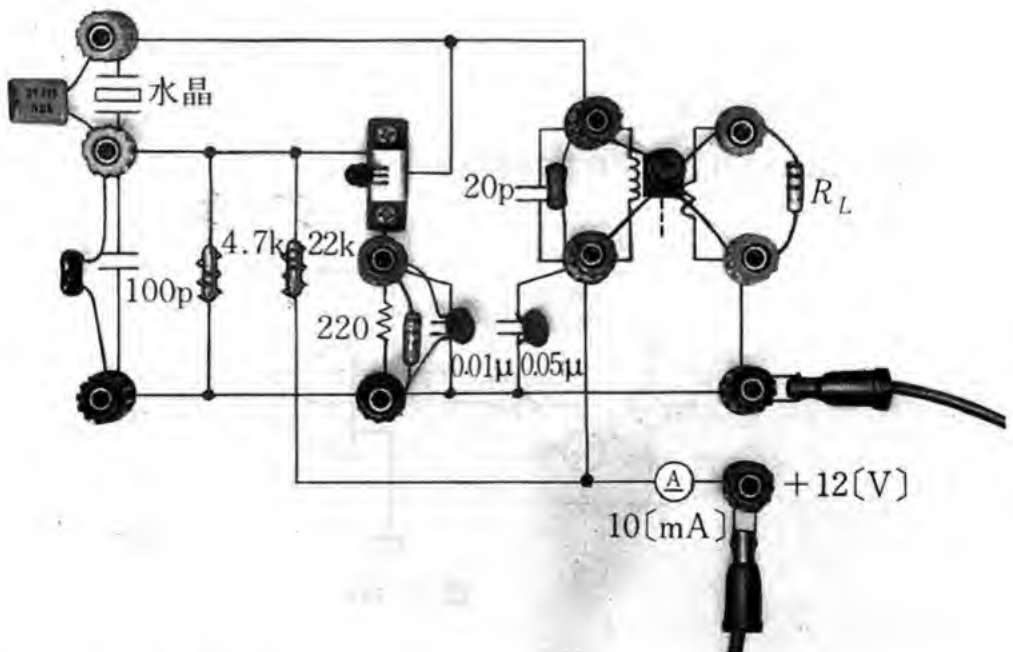


図 2-131

私達が日常用いている直流は、乾電池や蓄電池から得られる。また身近で使う50(Hz)や60(Hz)の正弦波交流は、発電機でつくられている。

しかし、機械的な力によって磁界中のコイルを回転させることによって作りだせる交流の周波数には、回転数に限界があるために限度があり、交流の発生用機器としては、構造的にも安定性の面からも、得ようとするすべての交流を発生させることはできない。

### 水晶発振回路



実験用水晶発振回路の例(195ページ参照)

発振回路によれば、1〔Hz〕以下の低い周波数から、発電機では不可能な高い周波数の交流まで発生させることができる。また、いろいろな波形の交流も発生させることができ、構造的にも小さく、安定な交流を得ることができる。

この章では、このような発振回路の原理や回路の種類、その特徴、実際の回路例について学ぶ。



CR発振器の例 回路測定に用いる低周波CR発振器の例で、0.1〔Hz〕から、1〔MHz〕まで周波数を変えることができる。



## 1. 発振回路の基礎

発振回路の原理と、回路が発振するための条件などについて学ぶ。

### 1. 発振回路のなりたち

正弦波交流や非正弦波交流をつくり出す電子回路を、**発振回路**という。正弦波交流の発振回路が、どのような原理によってつくられているかを調べてみよう。

図3-1のようにして、マイクロホンをスピーカに近づけると、スピーカからキーンという大きな音が出ることがある。この現象は発振回路の動作原理に似ているので、そのしくみを調べてみる。

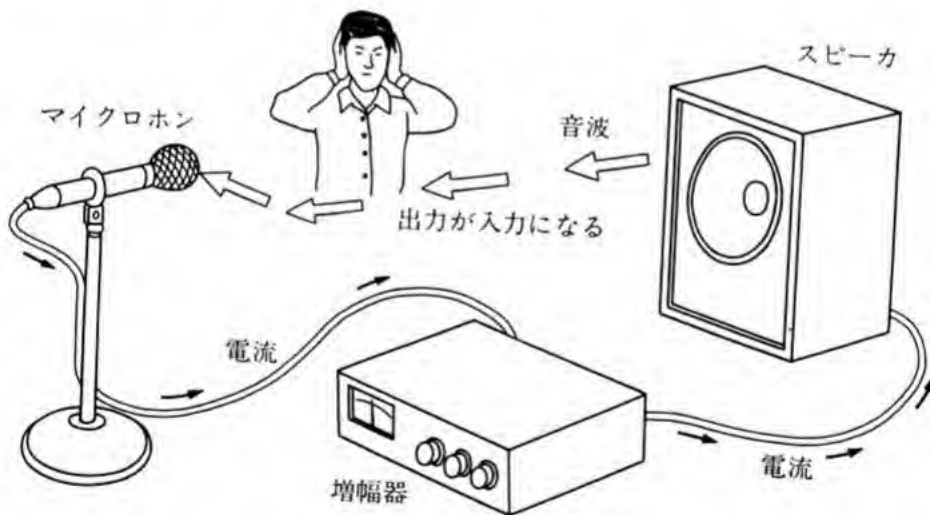


図3-1 ハウリング現象

まず、人の話し声がマイクロホンにはいり、増幅器で増幅されてスピーカから出てくる。もしマイクロホンがスピーカの近くにあると、スピーカからの出力が、人の話し声とともにふたたびマイクロホンの音声入力となる。スピーカからマイクロホンにはいつてきた

音の大きさが、最初にマイクロホンに入れた音声の大きさよりも大きいと、これがまた増幅器で増幅されるので、マイクロホンへの入力ますます大きくなり、スピーカからの出力は増幅器の限界まで増大する。

- 5 このとき、マイクロホンへの人の話し声が途絶えても、ほんのわずかな時間遅れて出てくるスピーカの出力が、マイクロホンの入力となるので、この循環作用は途絶えることはない。この結果、マイクロホンに人の話し声を入れなくても、スピーカからは、その増幅器の性能いっぱいの出力が連続して出てくることになる。このよう
- 10 な現象をハウリング現象といい、発振現象の一種である。

次にこのような発振現象の循環経路について調べてみる。マイクロホンは音波を電気振動に、スピーカは電気振動を音波に変えているので、スピーカとマイクロホンの間は、音波によって結ばれている。また、マイクロホンから増幅器を通り、スピーカまでは電気振

15 動によって結ばれている。

ここで音波によって結ばれている部分を取り除き、増幅器の出力の電気振動を、図3-2の破線のように、直接増幅器の入力へ帰すことによって、電気振動だけによる循環経路をつくることのできる。

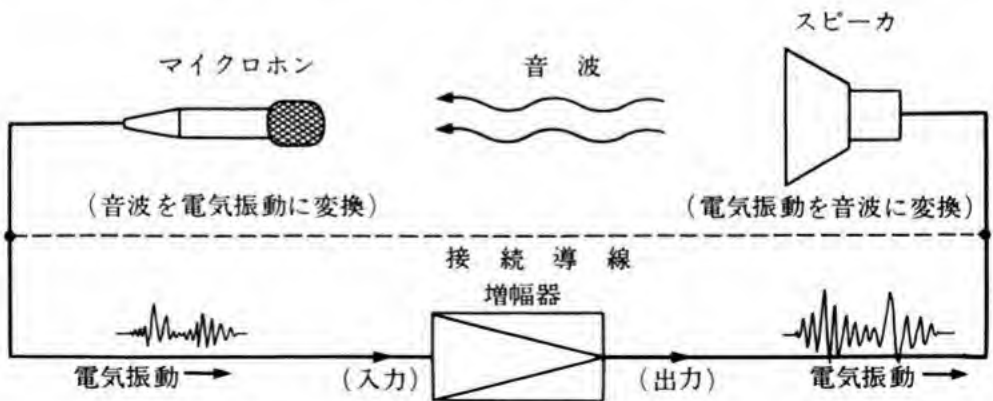


図 3-2 ハウリング現象の循環経路

図3-3は、増幅器の出力の一部を入力にもどすように接続して、電気振動だけによる循環回路をつくったものである。増幅器の電源スイッチを入れると、最初に雑音などにより増幅器の内部に発生した電気振動

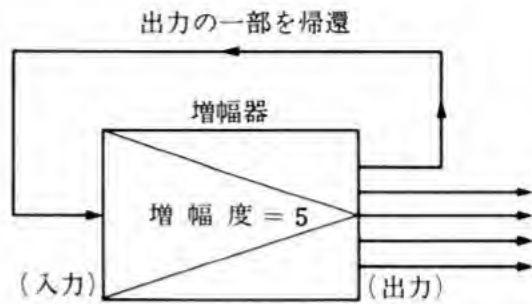


図 3-3 増幅器に帰還をかける

が、循環を繰り返すことにより持続し、発振回路となる。これが発振回路のなりたちである。以上のことから発振回路は、前章で学んだ帰還増幅回路の変形であることがわかる。

## 2. 発振回路の原理

発振回路のなりたちがわかったので、実際の回路ではどのようになっているかを調べてみる。

図3-4は、変成器結合の増幅回路を用いた発振回路の原理図である。

入力端子 aa' 間の入力電圧が図に示した①のような波形であると、トランジスタのコレクタ電圧は、位相の反転した②のような波形となる。変成器コイルの一次側と二次側の巻き方向が互いに反対向きであるならば、二次側の出力端子 bb' 間には③のような出力電圧波形が得られる。

③の波形は①の波形と同じ位相である。そこで増幅回路の出力端子 b と入力端子 a を結んで、bb' 間の出力を aa' 間の入力にもどすと、b-b' 端子からもどってくる③の電圧により、入力電圧が維持されるため、出力も連続して得られる。

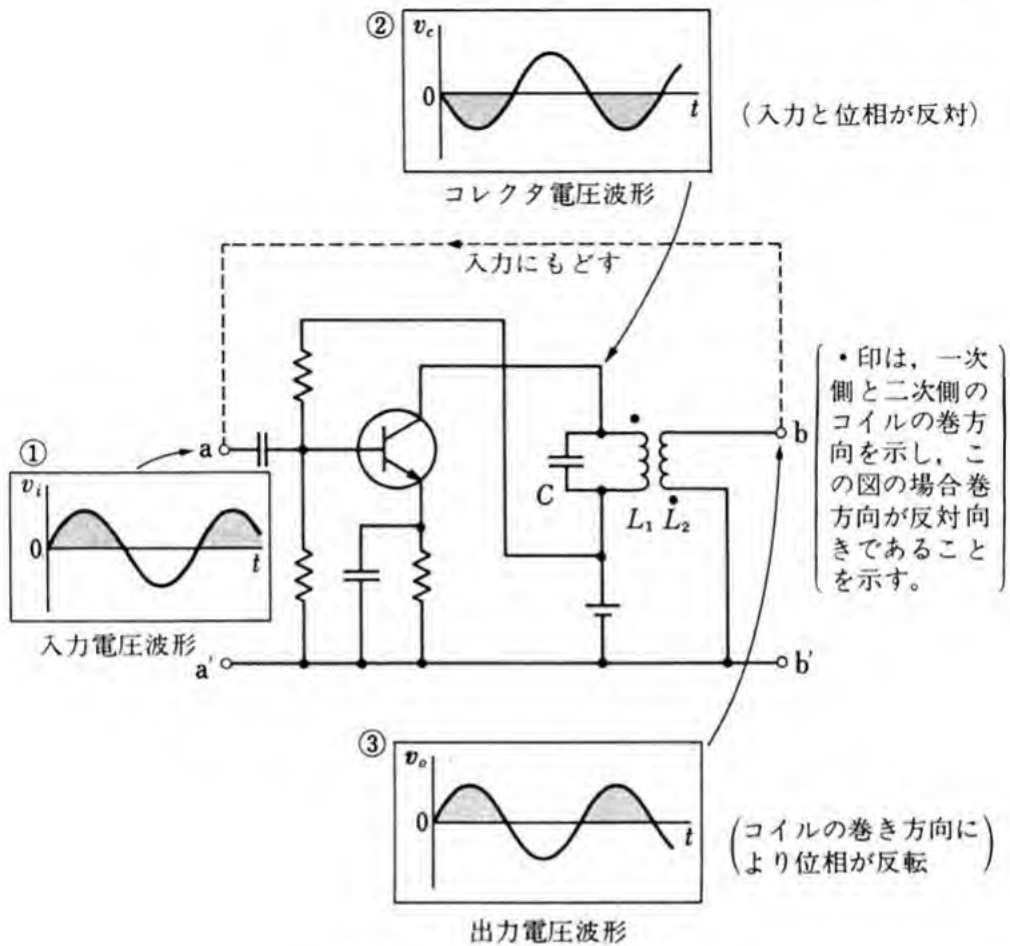


図 3-4 発振回路の原理図

入力電圧  $v_i$  と、出力  $v_o$  から帰還される電圧は同相であることから、図 3-4 は正帰還回路である。

実際の発振回路では、①の入力電圧をあらかじめ加えなくても、回路中の雑音などが入力となり、発振する。

- 5 このように変成器結合の増幅回路の入力と出力の位相を考慮して、帰還回路をつくることにより、発振回路をつくることができるが、単に入力と出力を接続するだけでは、発振しないことがある。帰還増幅回路が発振回路となるには、一定の条件を満たす必要があるからである。次に発振の条件について調べてみよう。

## (1) 発振の条件

図3-4に示したように、入力電圧を出力からもどした電圧（帰還電圧）で置き換えるには、次の条件が必要である。

- ① 帰還電圧と入力電圧の位相は同じ（正帰還）でなければならない。
- ② 出力電圧が時間とともに減衰しないためには、入力へもどってきた電圧が、もとの入力電圧より大きいか、等しくなければならない。

この2つの条件を満たした場合、回路は発振する。発振回路を図3-5のような帰還増幅回路であらわして、発振条件を見直してみよう。

増幅回路の電圧増幅度を  $A_v$ 、  
帰還回路の帰還率を  $\beta$  とする。

図3-5から、増幅回路の入力電圧  $v_i$  と、帰還電圧  $v_f$  の間には、

$$v_f = A_v \beta v_i$$

の関係がある。帰還電圧  $v_f$  を入力電圧として利用し、出力を維持するためには、帰還電圧  $v_f$  と、入力電圧  $v_i$  が同相でなければならない。すなわち、

- ①  $A_v \beta$  の位相角は0である。

次に、 $v_f$  の大きさが  $v_i$  の大きさより大きいか、等しくなければならないことから、

- ②  $A_v \beta \geq 1$  でなければならない。

この2つの条件①、②を同時に満たすとき、図3-5は発振回路となる。

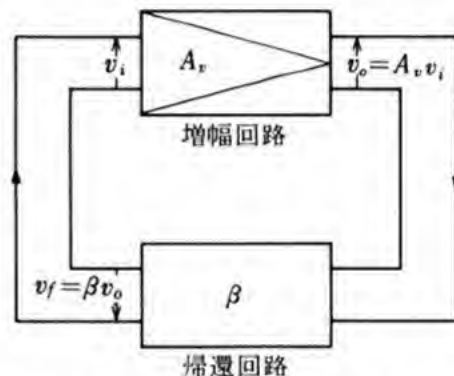


図3-5 帰還増幅回路の電圧増幅度と帰還率

② の条件で  $A_v\beta > 1$  であるならば，増幅回路の出力がしだいに大きくなる。このまま進むと出力は無限に大きくなりそうであるが，実際の増幅回路では，出力がある値以上で飽和して振幅の増大を妨げ，等価的に増幅回路の利得が下がり，発振の振幅は一定値となる。

5 (2) 単一周波数の発振

発振回路の中で循環を繰り返す電圧や電流は，無数の周波数成分を含んでいるから，特定の周波数の発振回路をつくるには，図3-6のように，周波数の選択性のある回路（周波数選択回路）を入れる必要がある。周波数選択回路を入れると，特定の周波数だけの信号が回路を循環することになり，単一周波数の発振回路ができる。

ふつう，帰還回路にコイル，コンデンサ，抵抗などの素子を入れて，周波数選択特性をもたせる。図3-4の場合は， $L_1$  と  $C$  の並列共振回路（同調回路）が，周波数選択回路である。

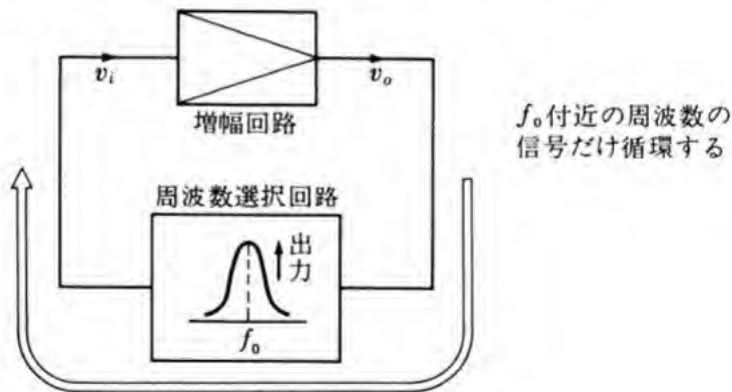


図 3-6 周波数選択回路

問 1. 発振回路の中に周波数選択回路がないとどうなるか，考えてみよう。

## 2. LC 発振回路

周波数選択回路をコイル  $L$ <sup>①</sup> とコンデンサ  $C$  を用いて構成する発振回路を、**LC 発振回路**という。

LC 発振回路には、コイルとコンデンサの使い方によっていくつかの種類がある。ここでは、これらの回路がどのようにして発振し、また、実際の回路はどうなっているかについて学ぶ。

### 1. 反結合発振回路

図3-7のように、2組のコイル  $L_1, L_2$  が、相互誘導  $M$  で結合して帰還回路を構成している回路を、**反結合発振回路**という。

この回路のトランジスタの負荷は、コレクタにはいつている  $L_1$  と  $C$  の共振回路である。このため、コレクタ電流が無数の周波数成分をもつ振動電流であっても、共振回路のインピーダンスは、共振周波数に近い振動電流に対しては大きな値を示すが、それ以外の周波数の振動電流に対しては、インピーダンスが小さくなるため、

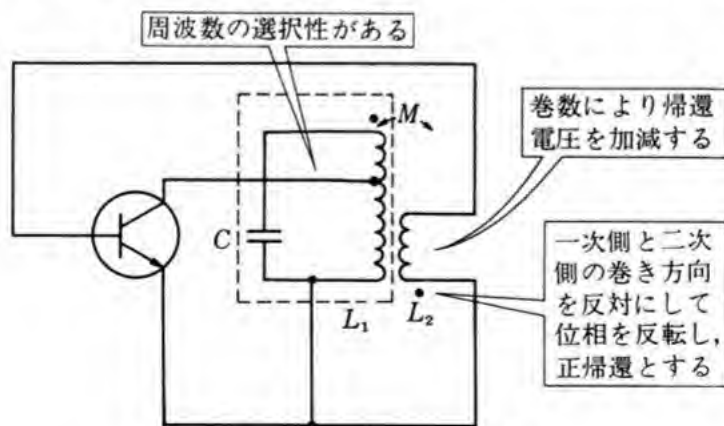


図 3-7 反結合発振回路

① 本章では、インダクタンス  $L$  をもつコイルをコイル  $L$  とあらわす。



コレクタが交流的に接地されることになる。

そのためコイル  $L_2$  に誘導され、ベースに帰還される電流は、 $L_1$  と  $C$  の共振周波数に近いものだけとなる。

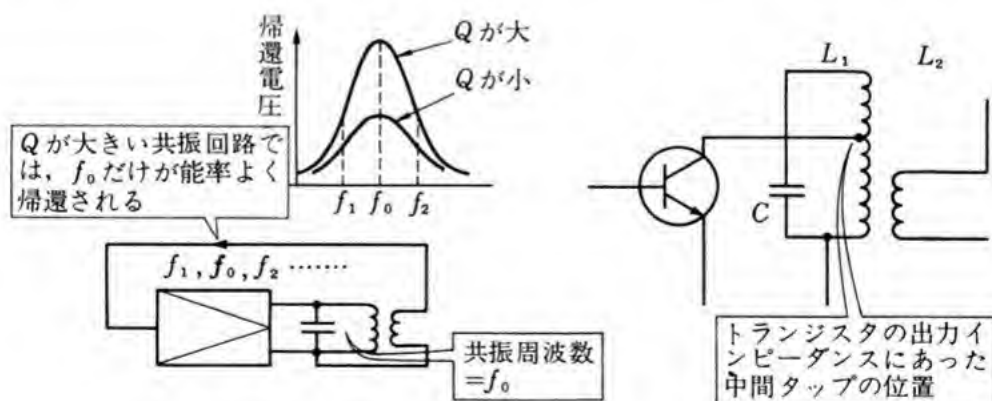
したがって、この発振回路の発振周波数  $f$  は、

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}} \quad (3-1)$$

となる。

また、コレクタにはいつている共振回路の  $Q$  が大きいと、図 3-8(a) のように共振周波数に近いものだけが能率よく入力側に帰還され、周波数の選択性がよくなり、発振周波数が安定になる。

しかし、 $Q$  が大きく、共振したときのインピーダンスが大きな共振回路でも、出力インピーダンスの小さなトランジスタ回路を接続すると、動作時の共振回路のインピーダンスが小さくなり、第 2 章で学んだように、実効的な  $Q$  が低下して、発振周波数が不安定になる。そこで、共振したときのインピーダンスにあまり大きな影響を与えないように、トランジスタ回路を接続するために、図 (b) のようにコイルのインピーダンスの低い位置から中間タップを出して



(a) 周波数の選択性

(b) インピーダンス整合

図 3-8 共振回路の  $Q$  とインピーダンス整合

接続する方法をとる。

反結合発振回路の実際例

図3-9は反結合発振回路の実際例である。回路はエミッタ接地コレクタ同調方式となっている。

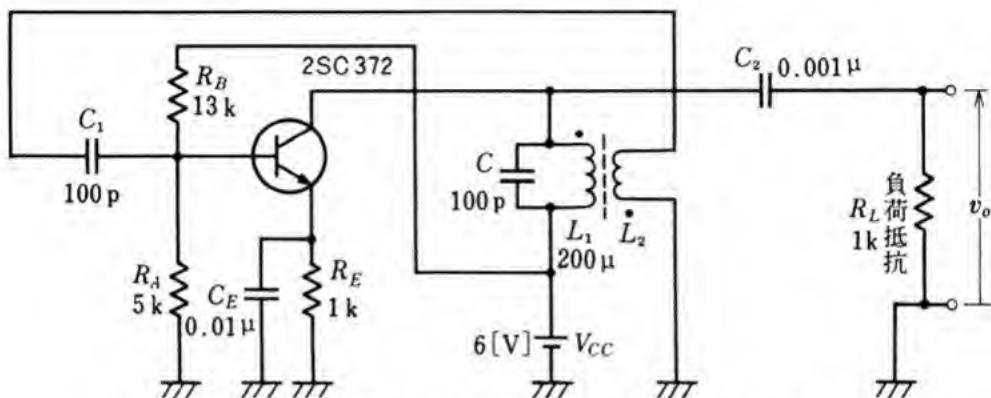


図 3-9 エミッタ接地コレクタ同調反結合発振回路例

発振周波数は、コイル  $L_1$  の中のコアの位置を動かすことによつて、少し変化させることができ、発振回路の出力はコレクタからコンデンサ  $C_2$  を通して負荷抵抗  $R_L$  によって取り出すことができる。

エミッタには発振回路の出力を安定にするために、エミッタ抵抗  $R_E$  を入れる。 $R_E$  の値を変えるとトランジスタのバイアスが変わるため、出力電圧や波形が変化する。 $R_E$  の値が小さいと図3-10 (a), (b) のように出力は大きくなるが、発振波形がひずむ。

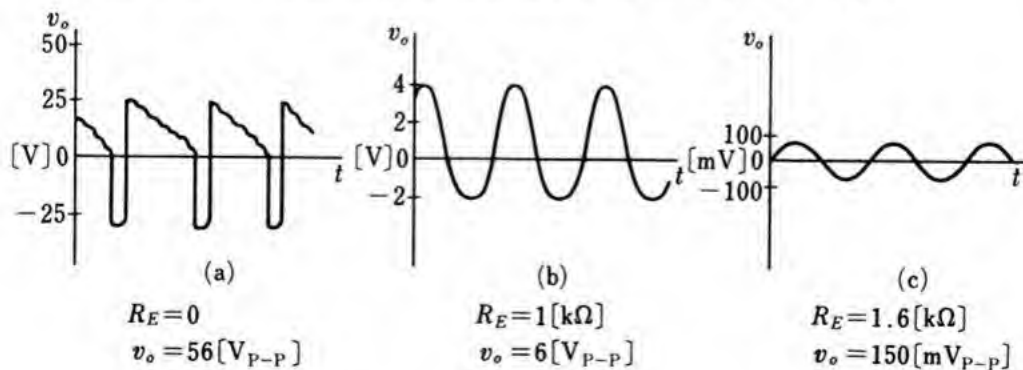


図 3-10  $R_E$  と発振波形

また、 $R_E$  の値を大きくしてその回路にとって適切な値とすると、  
 図(c)のように発振波形は正弦波になる。さらに  $R_E$  の値を大きく  
 するとしだいに出力が小さくなり、ついには発振が停止してしまう。

図3-9の  $C_E$  は交流的に  $R_E$  をバイパスするためのはたらきを  
 5 するバイパスコンデンサである。

<例題 1>

図3-9の反結合発振回路の発振周波数を求めよ。

**解** 求める発振周波数  $f$  は、式(3-1)から、

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{200 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-12}}}$$

$$\doteq 1.13 \times 10^6 \text{ [Hz]} = 1.13 \text{ [MHz]}$$

となる。

2. ハートレー発振回路

反結合発振回路では、相互誘導作用で結合した2つのコイルを用  
 いて帰還を行ったが、1つのコイルの中間からタップを出して帰還  
 15 させることもできる。

図3-11において電源の電圧の方  
 向はいずれの向きであっても、中間  
 タップ c 点からみたコイルの a 端、  
 b 端の電圧位相は、 $180^\circ$  の位相差を  
 20 もっているので、図3-7でコイル  
 $L_1$  と  $L_2$  の巻き方向を逆にしたと同  
 じ効果があられる。 $M$  はコイル  
 $L_1$  と  $L_2$  間の相互インダクタンスで  
 ある。

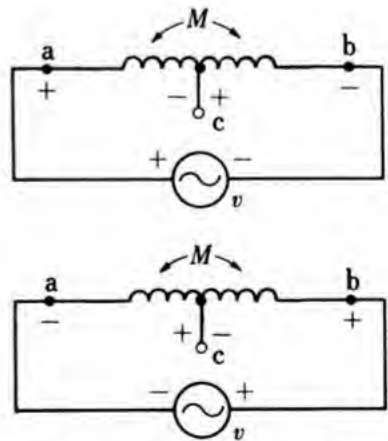


図3-11 コイルの中間タップ

図3-11の中間タップのついた単一コイルを使って、発振回路を構成すると、図3-12のようになる。

図のような発振回路を、ハートレー発振回路とよび、その発振周波数  $f$  は、

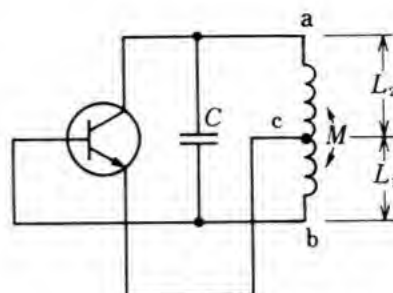
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}} \quad (3-2)$$

となる。

ハートレー発振回路は、図3-13のようにあらわすことができる。ただし、 $X$ はそれぞれの素子のリアクタンスである。

### ハートレー発振回路の実際例

図3-14はハートレー発振回路の実際例である。ベースへの帰還量は、コイル  $L_1, L_2$  の巻数比によって決まる。



$L_1$ : 一次コイルのインダクタンス  
 $L_2$ : 二次コイルのインダクタンス

図3-12 ハートレー発振回路

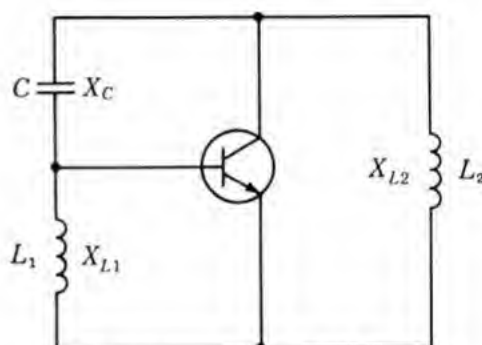


図3-13 ハートレー発振回路の電極間リアクタンス

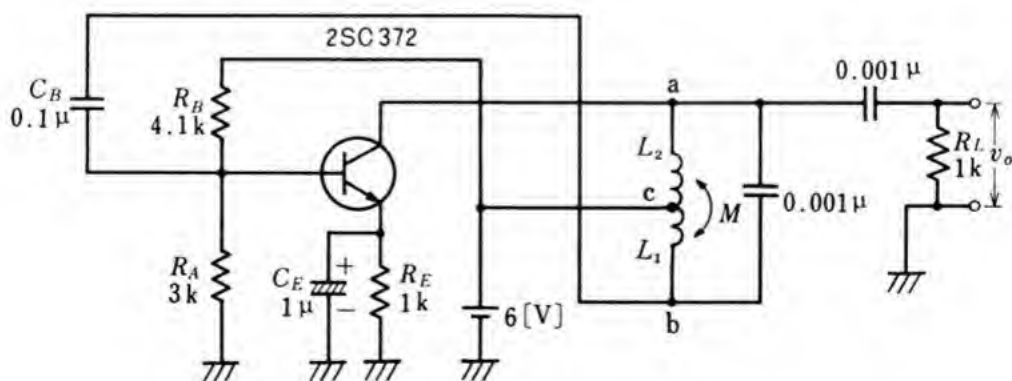


図3-14 エミッタ接地ハートレー発振回路例

エミッタにはいつている  $R_E$  と  $C_E$  のはたらきは、反結合発振回路と同じである。 $C_B$  はベースとコレクタの直流電位が異なるので、直流分を通さないために用いられている。

<例題 2>

5 図 3-14 において、 $L_1=200$  [ $\mu\text{H}$ ],  $L_2=50$  [ $\mu\text{H}$ ], 結合係数  $k$  を 1 とするとき、発振周波数を求めよ。

**解** 式 (3-2) の相互インダクタンス  $M$  は、

$$\begin{aligned} M &= k\sqrt{L_1L_2} = \sqrt{200 \times 10^{-6} \times 50 \times 10^{-6}} \\ &= 100 \times 10^{-6} \text{ [H]} \end{aligned}$$

10 となり、求める発振周波数は、式 (3-2) から、

$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2+2M)C}} \\ &= \frac{1}{2\pi\sqrt{(200 \times 10^{-6} + 50 \times 10^{-6} + 2 \times 100 \times 10^{-6}) \times 0.001 \times 10^{-6}}} \\ &\doteq 0.24 \times 10^6 \text{ [Hz]} = 240 \text{ [kHz]} \end{aligned}$$

### 3. コルピッツ発振回路

15 ハートレー発振回路では、入力への帰還のために、 $180^\circ$  の位相差をもった電圧を得る方法として、中間タップを基準にしたコイルの両端の電圧を使ったが、同じようなことを、コンデンサを用いて行うこともできる。

20 図 3-15 において、電圧の方向はいずれであっても、中間点  $c$  からみた  $a$  端、 $b$  端の電圧は  $180^\circ$  の位相差をもっているので、図 3-7 でコイル  $L_1$  と  $L_2$  の巻き方向を逆にしたのと同じ効果がある。これを用いて発振回路を構成すると、図 3-16 のようになる。これを、コルピッツ発振回路とよぶ。

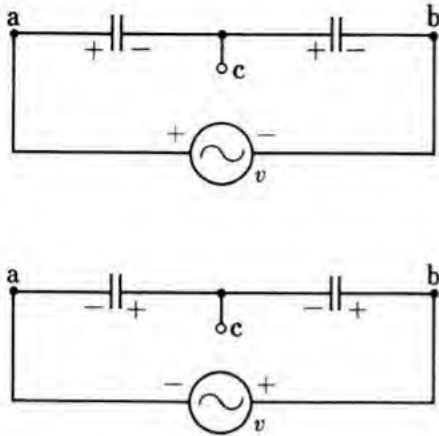


図 3-15 コンデンサの中間点

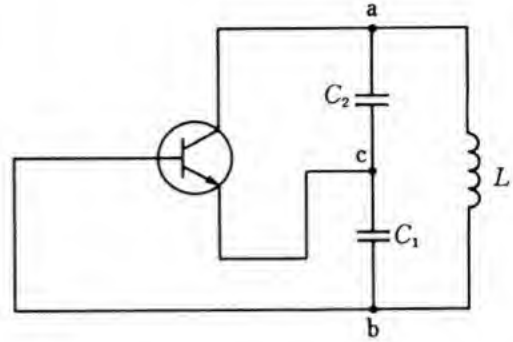


図 3-16 コルピッツ発振回路

図 3-16 の発振回路の発振周波数  $f$  は、

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)}} \quad (3-3)$$

となる。

コルピッツ発振回路の発振周波数は、ハートレー発振回路に比べて安定である。

コルピッツ発振回路にお

いて、トランジスタの各電極間のリアクタンスは、図 3-17 のようになる。

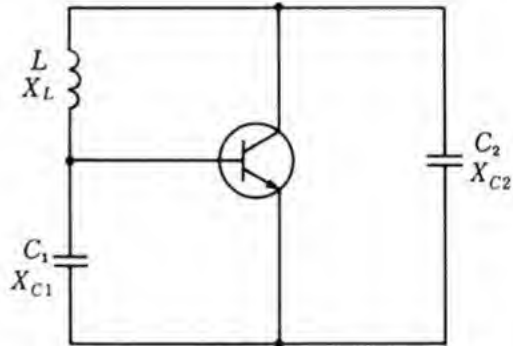


図 3-17 コルピッツ発振回路の電極間リアクタンス

### コルピッツ発振回路の実際例

図 3-18 はコルピッツ発振回路の実際例である。

$C_1$  と  $C_2$  の中間点から直流電源を加えることができないので、 $R_C$  を通してコレクタに電流を流す。

$C_3$  はコレクタとベースの直流電圧の分離のために入れてある。

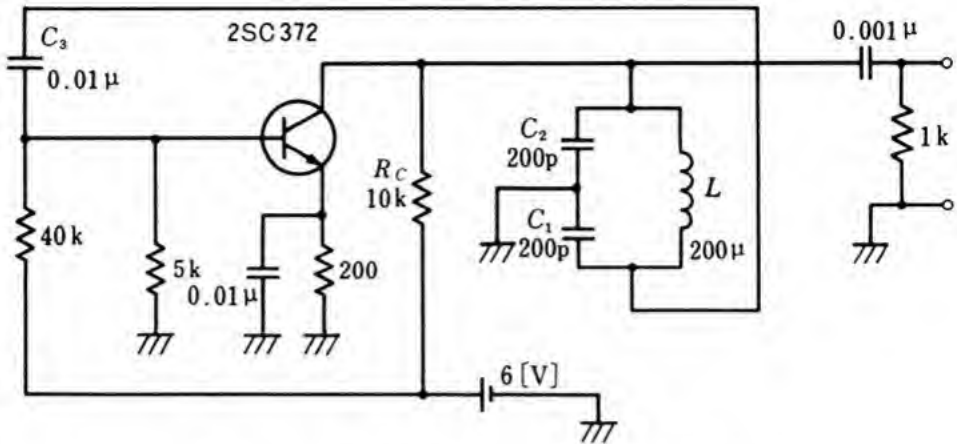


図 3-18 エミッタ接地コルピッツ発振回路例

<例題 3>

図 3-18 の発振回路の発振周波数を求めよ。

**解** 求める発振周波数  $f$  は、式 (3-3) から、

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{200 \times 10^{-6} \times \left(\frac{200 \times 200}{200 + 200}\right) \times 10^{-12}}}$$

$$\cong 1.13 \times 10^6 \text{ [Hz]} = 1.13 \text{ [MHz]}$$

4. その他の LC 発振回路例

LC 発振回路では、いままで学んだもののほかに、接地方式や同調箇所の違いによっていろいろな回路が考えられる。実用されている回路のうち、おもなものの原理図を次ページの図 3-19 に示す。

5. LC 発振回路の特徴

LC 発振回路は、帰還回路にコイルとコンデンサによる共振回路を使用しているので、次のような利点があり、広く使用される。

- ① 数百 [Hz] から数百 [MHz] まで広範囲の周波数を発振させることができる。



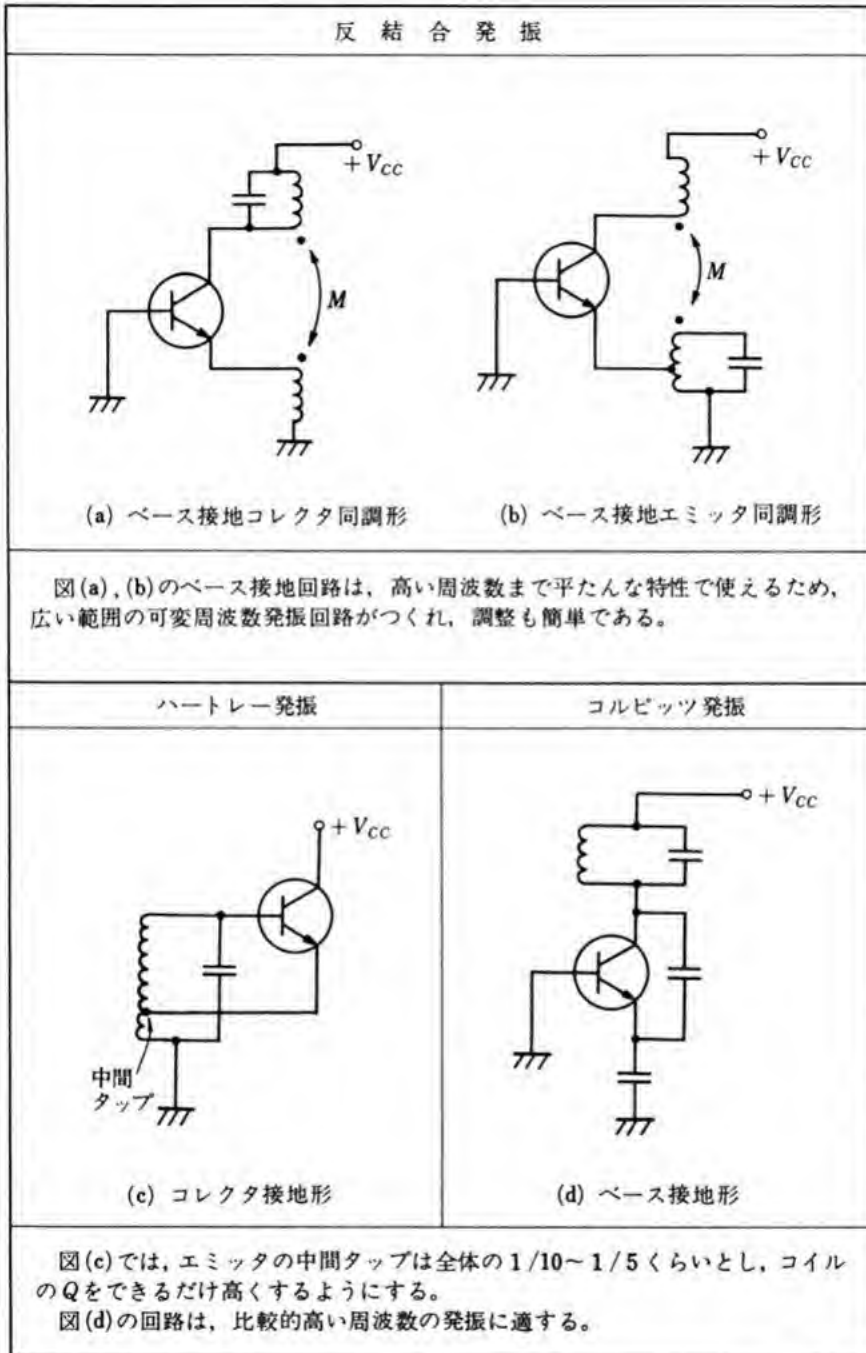


図 3-19 実用されている LC 発振回路の原理図

② コイルのタップの位置や巻数を最適値にして、インピーダンスの整合がはかれるので、トランジスタの比較的低い入出力インピーダンスによる共振回路の  $Q$  の低下を防ぐことができ、回路の安定性もよくなる。

5 なお、LC 発振回路では低い周波数で  $Q$  の高いコイルをつくりにくいため、低周波 (20 [kHz] 以下) の発振器には、あとで学ぶ CR 発振回路が使われる。

LC 発振回路に使用するトランジスタは、電流増幅率が大きく、  
 10 シャ断周波数が高いほど発振しやすい。ふつう、シャ断周波数は発振周波数の 10 倍以上のものが選ばれる。

## 6. LC 発振回路の安定化の条件

発振回路の出力は、その発振周波数や振幅がつねに一定であることが望ましい。LC 発振回路を安定に動作させるには、次の点を考慮してつくる必要がある。

15 ① 共振回路の動作時の  $Q$  を大きくする。

共振回路の  $Q$  が大きいと、共振周波数以外の周波数成分は  
 20 帰還されにくくなり、発振周波数が安定し、同時に波形も基本波以外の周波数成分を含まないことになり、きれいな正弦波となる。このため、共振回路を構成する  $L$  や  $C$  に損失の小さなものを使用したり、トランジスタの入出力インピーダンスによって共振回路の  $Q$  が低下しないように、結合係数  $k$  を小さくしたり、タップの位置をずらしたりする。

② 発振回路に接続する負荷の影響を少なくする。

25 負荷の状態が変化すると、発振回路の定数 ( $L$ ,  $C$ ,  $Q$  の値や増幅回路の利得など) が変化して、発振条件が変わってしまう。

そのため、発振回路と接続する他の回路との間に図3-20のように、<sup>かんしょう</sup>緩衝回路とよばれる、入力インピーダンスが高く、出力インピーダンスが低い増幅回路を入れることがある。

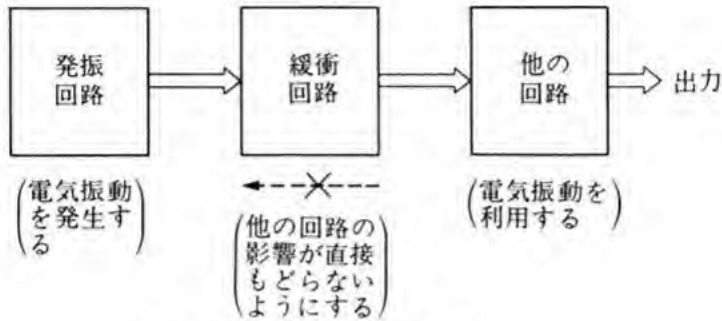


図3-20 緩衝回路のそ入

③ 外部条件の変化による影響を少なくする。

トランジスタの定数は、電源電圧や温度の変化によって変わる。また、共振回路の定数は温度や湿度、まわりの磁氣的、静電的影響を受けやすい。そこで、図3-21のように電源電圧の定電圧化を行ったり（第6章参照）、温度補償をほどこしたり、磁氣的、静電的しゃへいをして、回路の安定化をはかる。

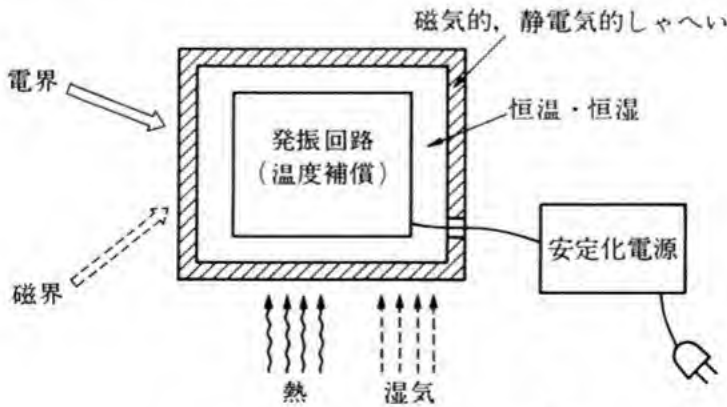


図3-21 外部の影響のしゃ断

問2. LC発振回路の発振周波数の安定化の条件は何か。

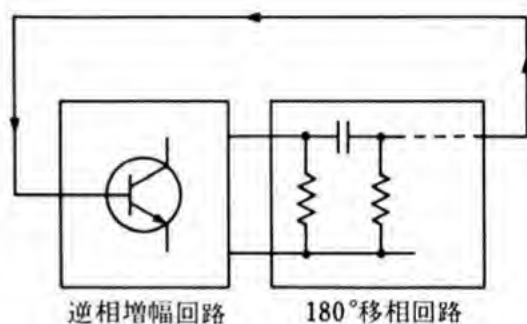
### 3. CR発振回路

コンデンサ  $C$  と抵抗  $R$  を使用して周波数選択回路を構成する発振回路を、**CR発振回路**という。

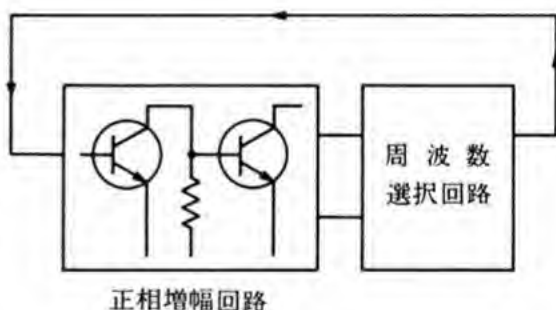
ここでは、各種のCR発振回路の原理と実際の回路について学ぶ。

#### 1. CR発振回路の種類

CR発振回路は、図3-22(a)のように逆相増幅回路の出力を、抵抗とコンデンサによる移相回路を通して、入力に帰還させる**移相形発振回路**と、図(b)のように正相増幅回路の出力を、抵抗とコンデンサの周波数選択回路を通して帰還させる、**ウィーンブリッジ形発振回路**に分けられる。



(a) 移相形発振回路



(b) ウィーンブリッジ形発振回路

図3-22 CR発振回路の種類

#### 2. 移相形発振回路

図3-23(a)は、CR移相回路の例である。入力  $v_2$  と出力  $v_1$  の比、 $v_2/v_1$  の特性は、図3-23(b)のようになる。移相形発振回路は、増幅回路が逆相であるから、移相回路に  $180^\circ$  の位相差をもたせて、全体として位相差が  $0$  になるようにする。 $v_2/v_1$  の位相角が  $180^\circ$  のとき発振するから、発振周波数は、図(b)①の  $f_0$  となる。

また、この周波数で  $CR$  移相回路の電圧比の絶対値  $\left| \frac{v_2}{v_1} \right|$  は、図 (b) ②のようにひじょうに小さいため、増幅器で増幅しなければならない。

**CR 移相形発振回路の実際例**

図 3-24 は、演算増幅器と  $CR$  移相回路を用いた  $CR$  移相形発振回路の例である。

$CR$  移相回路で  $180^\circ$  の移相の得られた周波数だけが発振の条件に適合する。この回路の発振周波数  $f$  は、計算

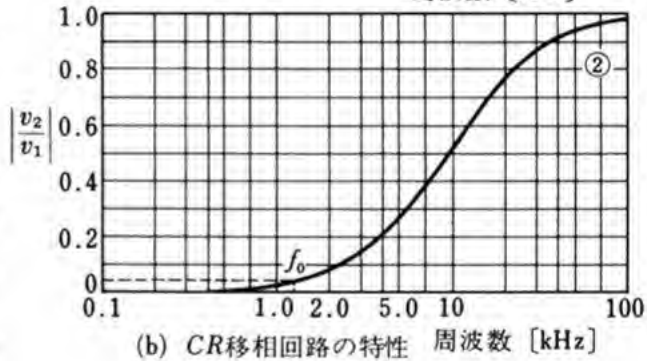
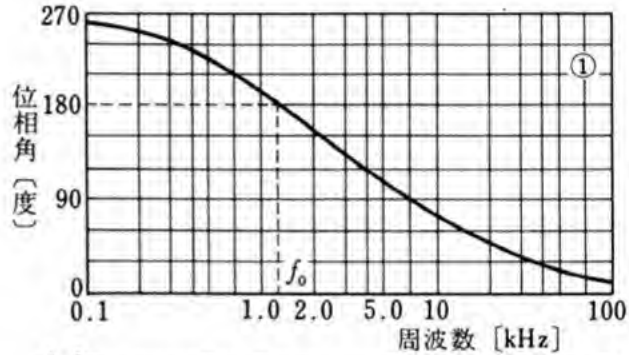
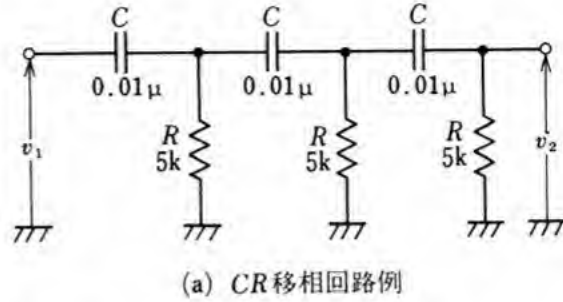


図 3-23  $CR$  移相回路例と特性

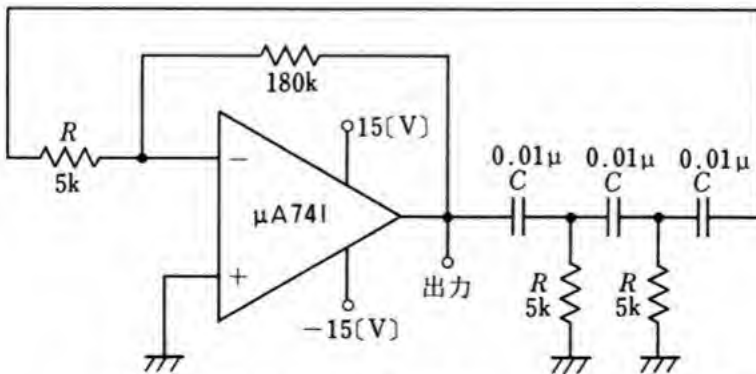


図 3-24 演算増幅器を用いた  $CR$  移相形発振回路例

が複雑になるので結果だけを示すと、

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}CR} \quad (3-4)$$

で与えられ、発振の条件として逆相増幅器の電圧増幅度  $|A_v|$  は、

$$|A_v| \geq 29 \quad (3-5)$$

5 を満足しなければならない。この例では  $|A_v| = 36$  となっている。

<例題 4>

図 3-24 の移相形発振回路の周波数を求めよ。

**解** 求める発振周波数  $f$  は、式 (3-4) から、

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}CR} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} \times 0.01 \times 10^{-6} \times 5 \times 10^3}$$

$$\approx 1.30 \times 10^3 \text{ [Hz]} = 1.30 \text{ [kHz]}$$

10

### 3. ウィーンブリッジ形発振回路

図 3-25 はウィーンブリッジ形発振回路の原理図である。

ブリッジ形発振回路は、移相形発振回路に比べて安定で、発振周波数を容易に変えることができるため、可変周波数の低周波発振回

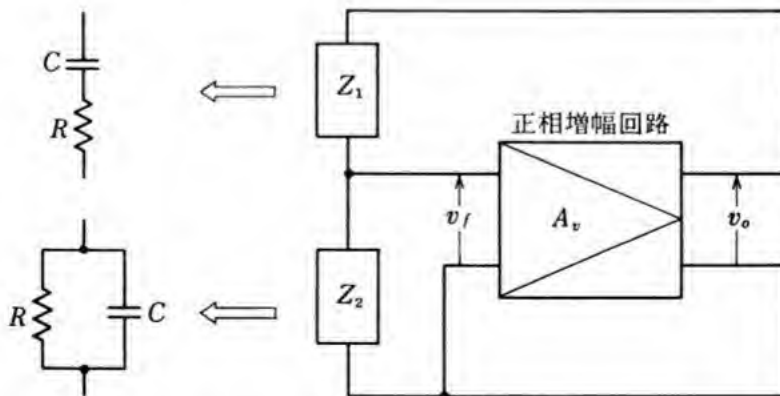


図 3-25 ウィーンブリッジ形発振回路の原理図

路としてよく利用される。

$Z_1$  をコンデンサ  $C$  と抵抗  $R$  の直列とし、 $Z_2$  を  $R$  と  $C$  の並列とする。また、増幅回路の入力インピーダンスを  $R_i$ 、出力インピーダンスを  $R_o$  として、

$$R_o \ll R \ll R_i$$

5

とすると、増幅回路の入力電圧  $v_i$  は出力電圧  $v_o$  を  $Z_1$  と  $Z_2$  によって分圧したものとなり、帰還率  $\beta$  は、

$$\dot{Z}_1 = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{j\omega CR + 1}{j\omega C}$$

$$\dot{Z}_2 = \frac{R \times \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{j\omega CR + 1}$$

$$\beta = \frac{v_f}{v_o} = \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} = \frac{1}{3 + j\left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right)}$$

10

となる。図3-25が発振するためには、 $A_o\beta$  の位相角が0でなければならない。 $A_o$  の位相角は0であるから、 $\beta$  の位相角も0となる。したがって、 $\beta$  の分母の虚部は0でなければならない。すなわち、

$$\omega CR - \frac{1}{\omega CR} = 0$$

である。上式から、 $\omega CR = 1$  となる。 $\omega = 2\pi f$  であるから、発振周波数  $f$  は、

15

$$f = \frac{1}{2\pi CR} \quad (3-6)$$

となる。このときの  $\beta$  は  $1/3$  となるから、増幅回路の増幅度  $A_o$  は、176 ページの発振の条件②の  $A_o\beta \geq 1$  から、

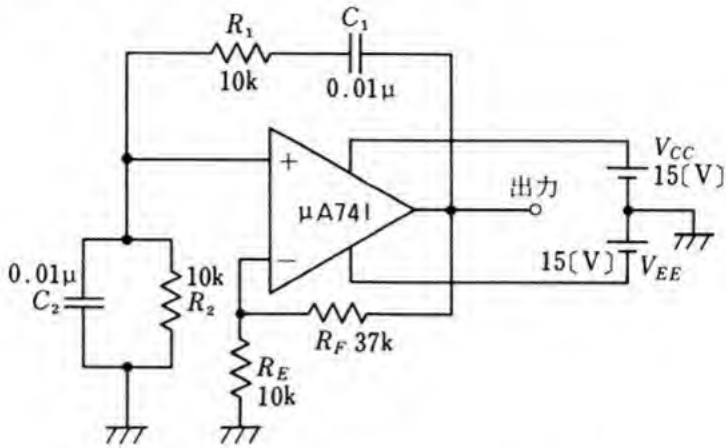
$$A_o \geq 3 \quad (3-7)$$

20

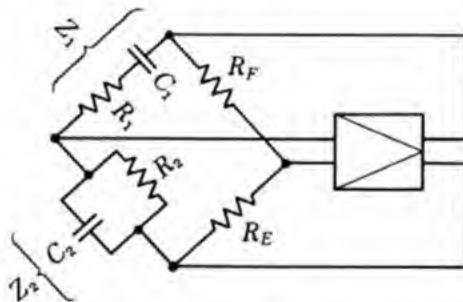


でなければならない。

ウィーンブリッジ形発振回路の実際例



(a) ウィーンブリッジ形発振回路例



(b) ブリッジ回路

図 3-26 ウィーンブリッジ形発振回路

図 3-26 (a) は、 実際の電圧帰還形のウィーンブリッジ形発振回路の例で、  $C_1$  と  $R_1$ 、  $C_2$  と  $R_2$ 、  $R_E$ 、  $R_F$  によって図 (b) のようなブリッジ回路を構成している。

$C_1$  と  $R_1$ 、  $C_2$  と  $R_2$  で正帰還回路を構成し、 これによって発振させ、  $R_E$ 、  $R_F$  は負帰還回路で発振作用の安定化をはかっている。

$C_1 = C_2 = C$ 、  $R_1 = R_2 = R$  とし、 周波数を可変にするために、  $C$  または  $R$  を変化させても、 帰還率  $\beta$  は  $1/3$  で変わらないので、 増幅

回路の増幅度を変える必要がない。

$R_F$  に、サーミスタを使用すると、出力電圧の大きさが安定化される。

### <例題 5>

図 3-26 のウィーンブリッジ形発振回路の発振周波数  $f$  を求めよ。

**解** 求める発振周波数  $f$  は、式 (3-6) から、

$$f = \frac{1}{2\pi CR} = \frac{1}{2\pi \times 0.01 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3}$$

$$\doteq 1.59 \times 10^3 \text{ [Hz]} = 1.59 \text{ [kHz]}$$

問 3. 図 3-26 のウィーンブリッジ形発振回路の発振周波数を可変とするためには、どのようにすればよいか、考えてみよ。

## 4. CR 発振回路の特徴

CR 発振回路には、次のような特徴がある。

- ① 低周波のような、比較的低い周波数の発振に適する。すなわち、LC 発振回路で低い周波数を発振させるには、コイルやコンデンサの値を、実際には得にくいような大きな値にしなければならないが、CR 発振回路では実用的な値のものが使える。
- ② コンデンサ  $C$  または抵抗  $R$  を可変にすることにより、連続的に発振周波数を変化させることができる。
- ③  $C, R$  の周波数選択回路の選択特性は、 $L, C$  によるものほど鋭くないので、周波数の安定性がわるくなることがある。
- ④ 高周波の発振回路では、 $C, R$  の値がひじょうに小さくなり、安定に発振させることがむずかしくなる。CR 発振回路では、10 [MHz] 程度が発振周波数の上限である。

## 4. 水晶発振回路

いままで学んだ  $LC$  発振回路や  $CR$  発振回路は、発振周波数が温度や電源電圧などの影響を受けやすく、安定性があまりよくない。しかし、実際の電子技術では、周波数の高度な安定性を必要とすることが多い。

そこで、周波数の安定な発振回路をつくるために、発振素子として水晶の結晶体を用いることが行われている。水晶の結晶体を用いた発振回路を水晶発振回路という。

ここでは、水晶発振回路の原理・特徴・実際例について学ぶ。

### 1. 水晶振動子の圧電現象

水晶片を、図 3-27 (a) のように組み立てた部品を水晶振動子といい、図 (b) の図記号であらわす。

水晶片に、図 3-28 (a) のように、外部から圧縮力や引張力を加

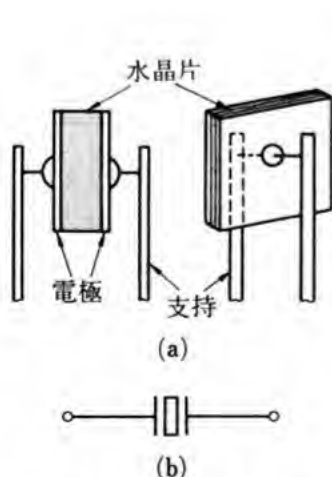


図 3-27 水晶振動子

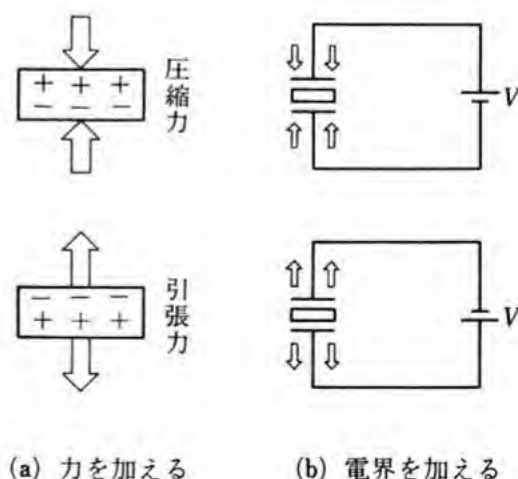


図 3-28 圧電現象

えると、その表面に電荷が発生する（これを**ピエゾ効果**という）。

また、図3-28(b)のように、水晶片に外部から電界を加えると、水晶片自体が縮んだり、伸びたりする変形力が発生する（これを**逆ピエゾ効果**という）。

このような現象を**圧電現象**とよぶ<sup>①</sup>。

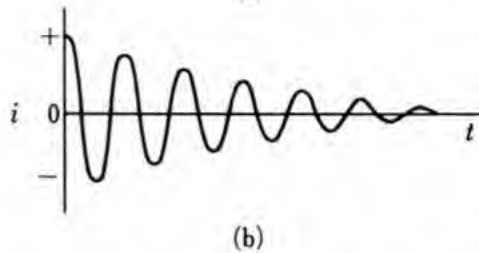
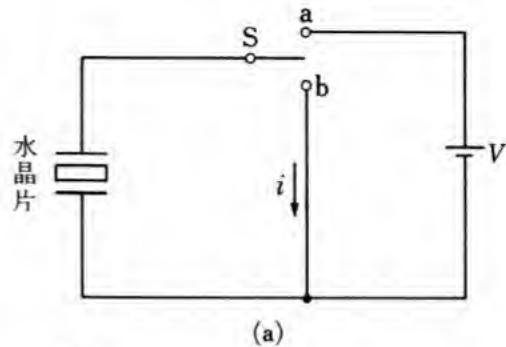


図 3-29 水晶片の弾性振動

## 2. 水晶振動子の等価回路

図3-29(a)でスイッチSをa側に接続して、水晶片に電圧を加え、機械的なひずみを起こしておく。

次に、スイッチSをb側に倒すと、水晶片は圧電現象によって振動を起し、図(b)のような電流が流れる。この振動の周波数は、その水晶片の固有振動数である。この電流は図3-30の直列共振回路の共振電流と似て

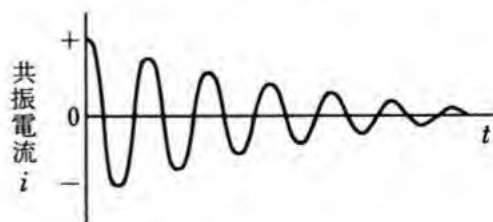
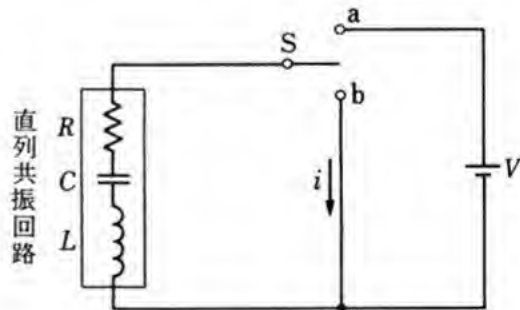


図 3-30 直列共振回路の振動

① 実際的水晶振動子には、**厚みすべり**とよばれる複雑な変形が起こっている。

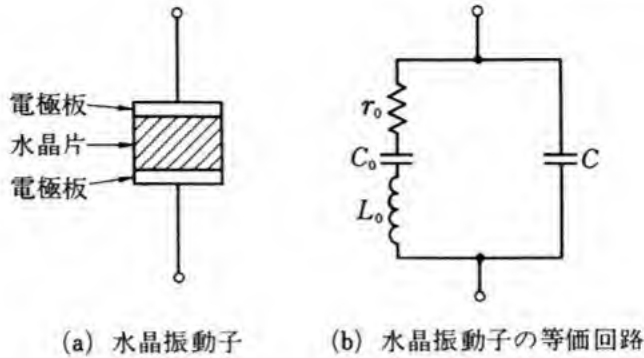


図 3-31 水晶振動子と等価回路

いる。

したがって図3-31(a)のような水晶振動子の電気的な等価回路は、直列共振回路と同じにあらわすことができ、図(b)のようになる。

- 5  $r_0, C_0, L_0$  は水晶片の性質をあらわしたものであり、一般的に使われる水晶振動子では、 $C_0=0.01\sim 0.2$  [pF],  $L_0=5\sim 300$  [mH] であり、また、共振周波数付近では、 $Q=\frac{\omega L_0}{r_0}=10000\sim 100000$  となり、ひじょうに  $Q$  の大きな、直列共振回路とみなせる。  $C$  は、電極板間の静電容量であり、 $10\sim 100$  [pF] 程度である。
- 10 図(b)のような共振回路の、周波数に対するリアクタンスの特性を示すと、図3-32のようになる。ただし、 $r_0$  はひじょうに小さ

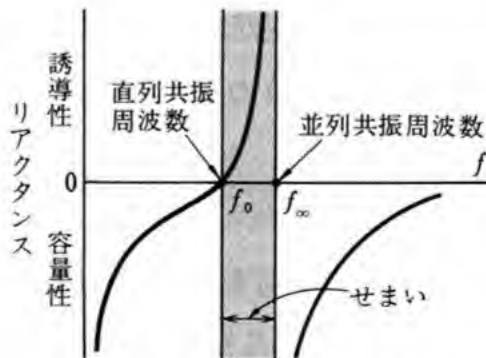


図 3-32 水晶振動子のリアクタンス特性

いので無視してある。

$f_0$  は、 $C_0$ 、 $L_0$  の直列回路の共振周波数（直列共振周波数）である。また、 $f_\infty$  は、電極板間容量  $C$  と、 $C_0$ 、 $L_0$  による並列回路の共振周波数（並列共振周波数）である。水晶振動子は、 $f_0$  と  $f_\infty$  の間で誘導性のリアクタンスの性質をあらわす。 $f_0$  と  $f_\infty$  の大きさは、それぞれ、<sup>5</sup>

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$$

$$f_\infty = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 \left( \frac{C_0 C}{C_0 + C} \right)}}$$

となる。水晶振動子では、 $C_0 \ll C$  であるため、 $f_0$  と  $f_\infty$  の差はひじょうに小さく、このことから  $f_0 \doteq f_\infty$  となる。実際に水晶振動子を使う場合には、このようなせまい周波数帯域で生じる誘導性の部分を用いる。<sup>10</sup>

### 3. 水晶発振回路の種類と特徴

水晶振動子の誘導性リアクタンスの性質を、 $LC$  発振回路のハートレー発振回路やコルピッツ発振回路の  $L$  として使用することにより、水晶発振回路を組み立てることができる。<sup>15</sup>

図3-33(a)のハートレー発振回路のベース・エミッタ間の  $L_2$  を、水晶振動子に置き換えると図(b)のようになる。これを**ピアス BE 発振回路**とよぶ。

図(c)のコルピッツ発振回路のコレクタ・ベース間の  $L$  を、水晶振動子に置き換えた図(d)の回路を、**ピアス CB 発振回路**とよぶ。<sup>20</sup>

いずれの回路においても、水晶振動子は誘導性リアクタンスとしてはたらく。これは周波数のうえでは  $f_0$  と  $f_\infty$  の間であり、197 ペー

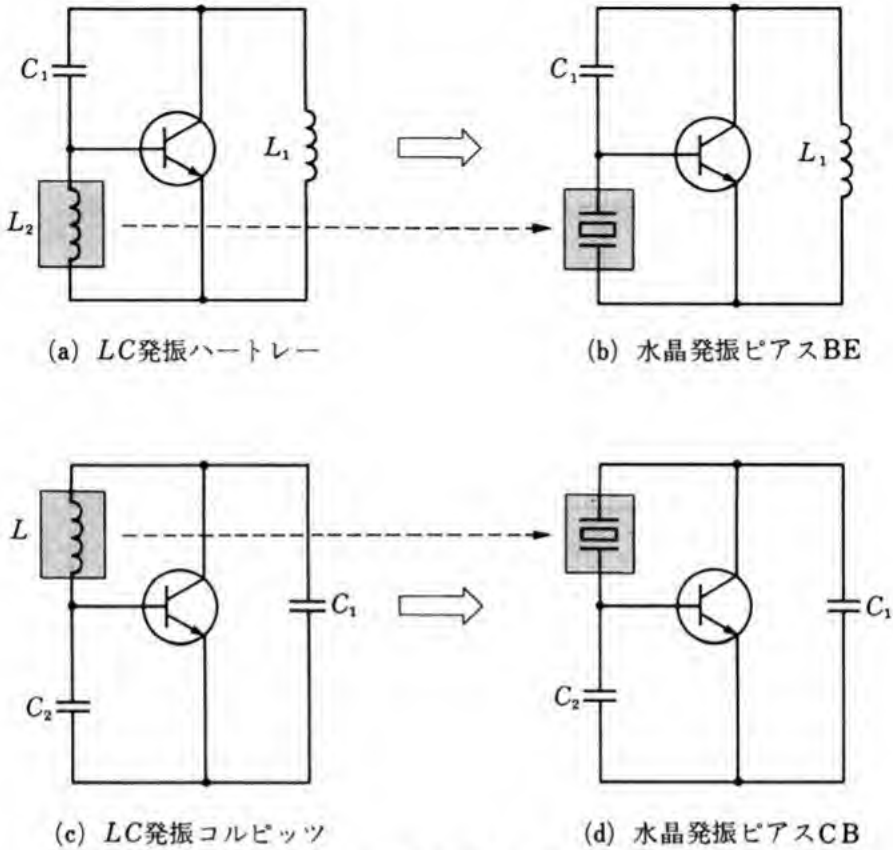


図 3-33 LC 発振と水晶発振の比較

ジで示したように、その間隔はひじょうにせまい。そのため、ひとたび発振した水晶発振回路は、発振を維持するかぎり、 $f_0 \sim f_\infty$ の周波数を保つことになり、周波数変動の小さい発振回路ができる。

水晶発振回路の周波数の変動の割合は  $10^{-4} \sim 10^{-7}$  で、LC 発振回路の  $10^{-3} \sim 10^{-4}$  に比べてひじょうに小さい。

#### 4. 水晶発振回路の実際例

##### (1) ピアス BE 発振回路

図 3-34 はピアス BE 発振回路の例である。

水晶振動子は、ベース・エミッタ間に入れてあり、図 3-33 (a) の  $L_2$  のかわりである。また、コレクタの共振回路が、 $L_1$  に相当す



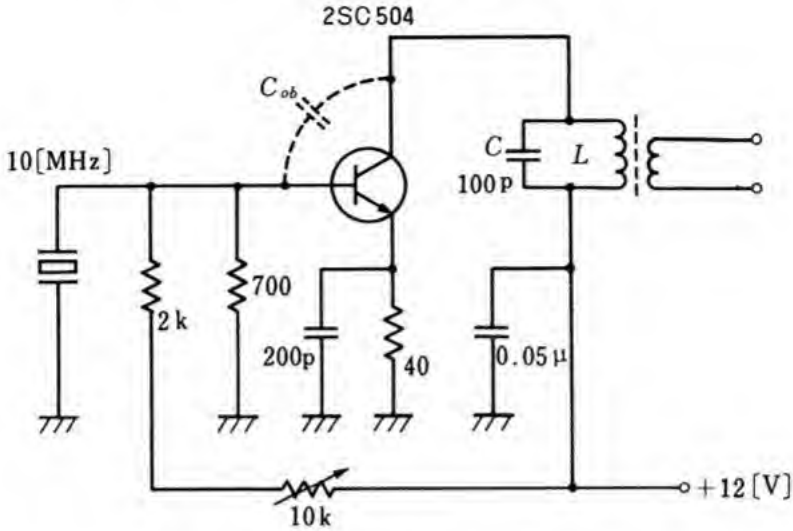
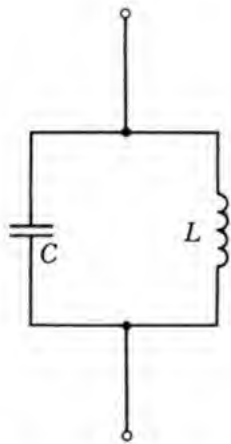
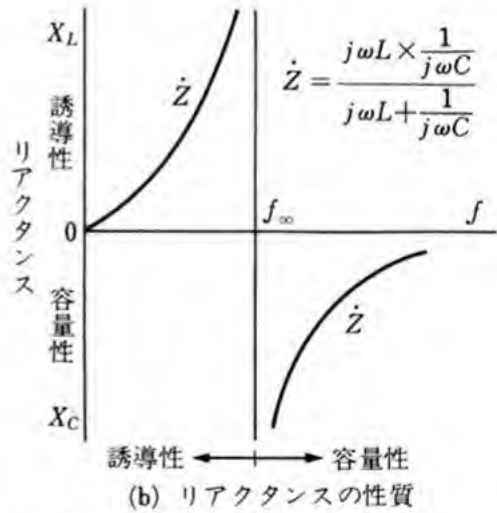


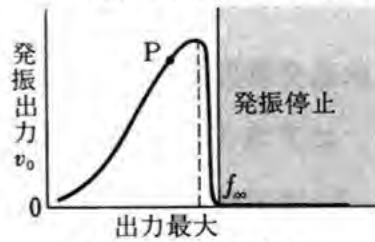
図 3-34 ヒアス BE 発振回路例



(a) LC 並列共振回路



(b) リアクタンスの性質



(c) 発振出力の特性

図 3-35 LC 並列共振回路のリアクタンス

る。 $L_1$ を共振回路にするのは、インピーダンスを高くできると、出力が取り出しやすいためである。しかし、この共振回路のリアクタンスは、誘導性でなければならない。

そこで図3-35(a)のようなLC並列共振回路が、周波数の変化  
5 に対して、どのような性質のリアクタンスになるか調べてみる。

LC並列共振回路のインピーダンス $Z$ は、周波数の変化に対して図(b)のような特性となり、並列共振周波数 $f_0$ より低い周波数では誘導性リアクタンスとなり、 $f_0$ より高い周波数では容量性リアクタンスとなる。

10 このことから、コレクタに接続される並列共振回路の共振周波数は、水晶発振回路の周波数よりわずかに高い周波数となるように、 $L$ 、 $C$ の値を決めれば、発振周波数に対しては誘導性リアクタンスになる。

発振回路の出力は、図(c)のように並列共振回路の誘導性リアク  
15 タンスの成分が大きくなるにつれて大きくなる。しかし発振周波数が $f_0$ よりわずかでも高くなると、並列共振回路は容量性リアクタンスとなるので、発振が停止してしまう。そのため出力最大の位置では発振が不安定となるので、最大の位置よりやや下がったP点で動作するように調整する。

20 図3-33(a)の $C_1$ の容量性リアクタンスは図3-34ではとくにはいっていないが、実際にはトランジスタ内部のコレクタ出力容量 $C_0$ がこれにかわる。

ピアスBE発振回路では、水晶振動子に対してトランジスタの入力インピーダンスが並列にはいるため、高い周波数では発振しに  
25 くい欠点がある。

(2) ピアス CB 発振回路

図3-36はピアス CB 発振回路の例である。

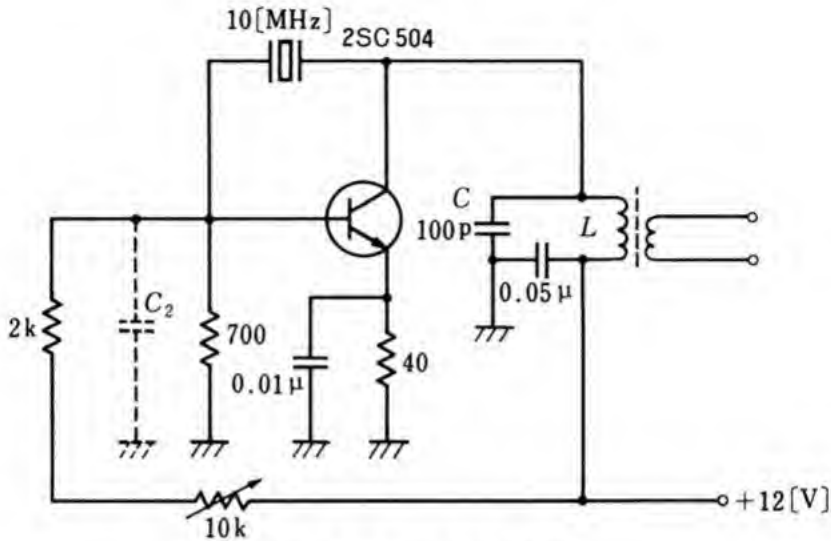


図 3-36 ピアス CB 発振回路例

水晶振動子はベース・コレクタ間に入れてあり、図3-33(c)の  $L$  のかわりである。

コレクタの共振回路は図3-33(c)の  $C_1$  のかわりであるから、そのリアクタンスは容量性でなければならない。図(c)の  $C_2$  は、ピアス BE 発振回路の  $C_1$  の場合と同様に、実際にはトランジスタ内部のベース・エミッタ間の容量が利用される。

ピアス CB 発振回路は、調整が容易なため多く利用される。

(3) 無調整回路

ピアス CB 発振回路において、コレクタに並列共振回路を入れて、そのリアクタンスが、発振周波数に対して容量性リアクタンスとなるように選んだが、共振回路を使わず、コンデンサだけとすることもできる。

このようなコンデンサだけの回路は、共振回路のように調整する

箇所がないため、無調整回路とよばれ、図3-37がその例である。

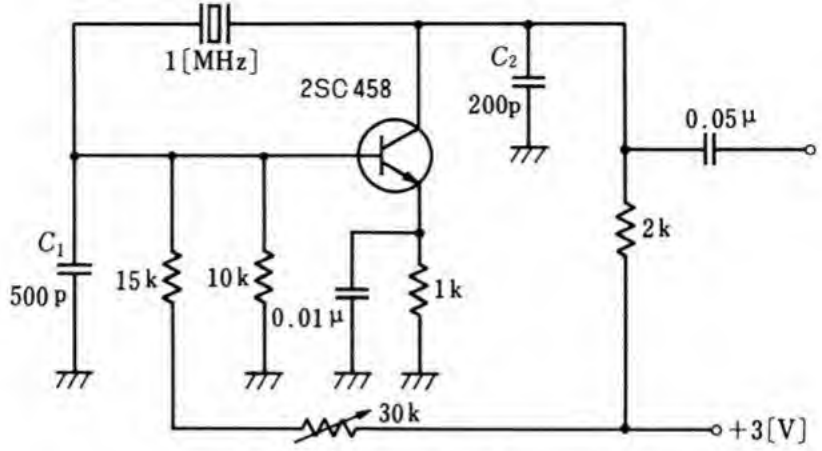


図 3-37 無調整水晶発振回路例

この回路は、水晶振動子を取り換えることによって、発振周波数を簡単に変えることができるが、周波数の切り換えにあたり、低い周波数や高い周波数で発振させるには、 $C_1$  と  $C_2$  を調整しな  
 5 なければならない場合があり、あまり低い周波数や高い周波数では発振しにくかったり、大きい出力が取り出せなかったりする欠点もある。

(4) オーバートーン発振回路

水晶振動子の周波数は、水晶片の大きさで決まる。そのため、  
 10 高い周波数の水晶片は寸法が小さくなり、工作上限度があるので、15 [MHz] 程度以上の水晶振動子はつくりにくい。しかし、水晶振動子の振動は、基本振動のほかに、基本振動周波数の3倍、5倍、…というような奇数倍の振動成分も含んでいるので、コレクタの共振回路のリアクタンスを、基本振動の3倍、5倍、……の周波数に  
 15 合わせると、基本振動では得にくい、高い周波数の出力を得ることができる。しかし、水晶振動子の構造上、2倍、4倍の偶数振動は

できない。

図3-38は、オーバートーン発振回路とよばれる発振回路の例である。

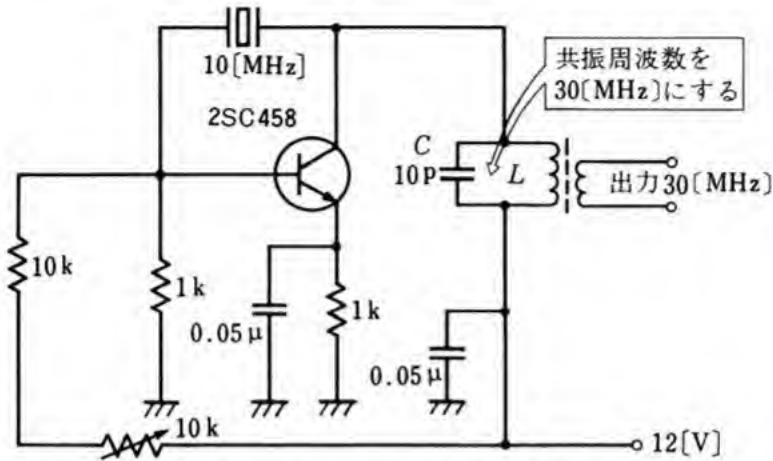


図3-38 オーバートーン発振回路例

水晶振動子の周波数10[MHz]に対して、コレクタの共振回路の周波数は、3倍の30[MHz]に合わせてあり、30[MHz]の発振周波数が出力に得られる。

5

しかし、どのような水晶振動子でもオーバートーン発振に使用できるわけではなく、最初からその目的のために製造された奇数倍周波数を多く含む水晶振動子を用いる必要がある。

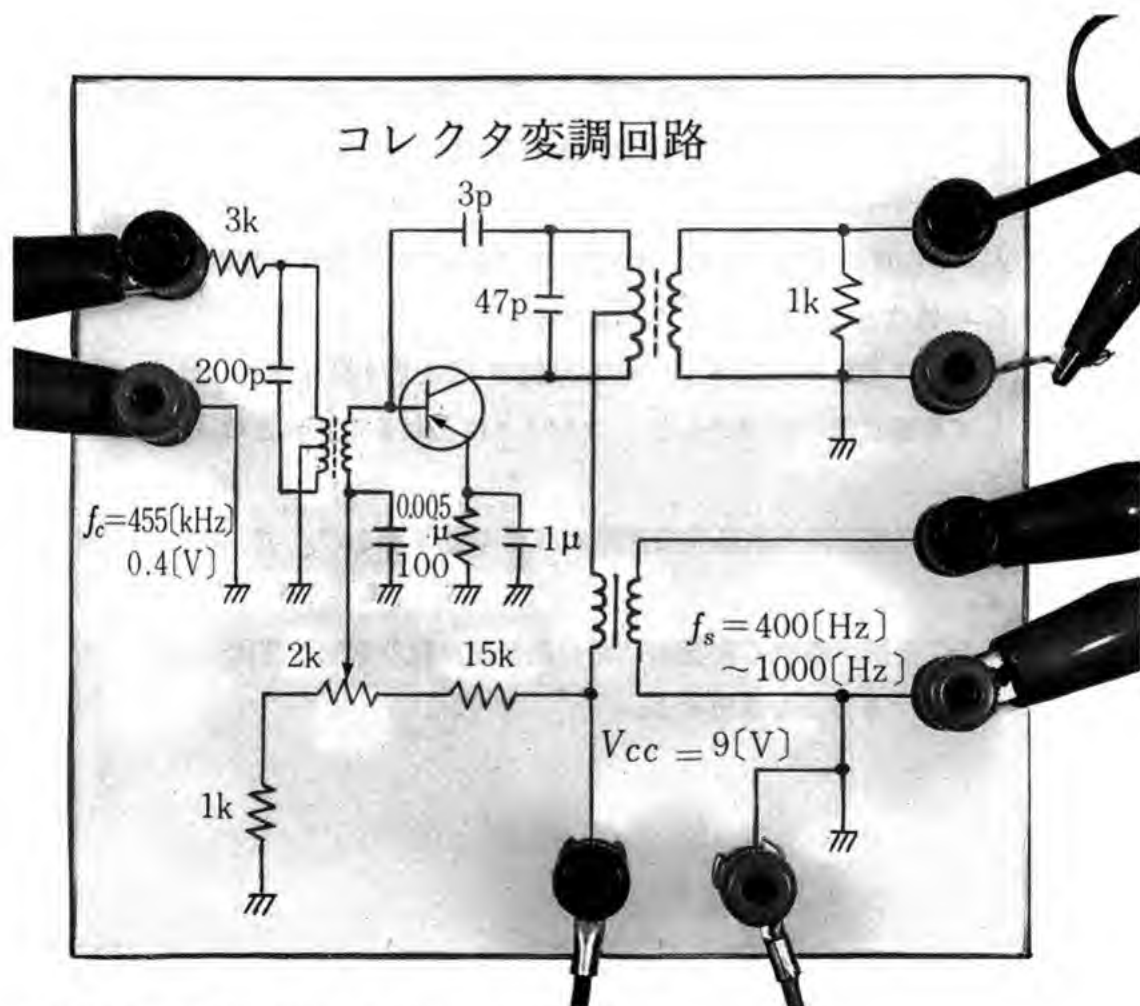
## 問 題

1. 反結合発振回路で、 $L=200$  [ $\mu\text{H}$ ] とすれば、
  - (1) 発振周波数を  $1$  [ $\text{MHz}$ ] とするには、コンデンサの値はいくらにすればよいか。
  - 5 (2) 発振周波数を  $1$  [ $\text{MHz}$ ] から  $2$  [ $\text{MHz}$ ] まで変化させるためには、可変コンデンサの値をどれだけの範囲で変化させればよいか。
2. 反結合発振回路で、インダクタンスが  $1$  [%] 増加すると、発振周波数は何 [%] 変化するか。
3. 移相形発振回路で、 $R=100$  [ $\text{k}\Omega$ ] のとき、 $1000$  [ $\text{Hz}$ ] を発振させるために必要なコンデンサの値はいくらか。
- 10 4. ウィーンブリッジ形発振回路で、 $R=100$  [ $\Omega$ ]  $\sim$   $100$  [ $\text{k}\Omega$ ] と可変にし、 $C=0.01$  [ $\mu\text{F}$ ] のときの発振周波数の範囲を求めよ。
5. 182 ページの図 3-14 のようなハートレー発振回路で、 $L_1=50$  [ $\mu\text{H}$ ],  $L_2=6$  [ $\mu\text{H}$ ],  $M=4$  [ $\mu\text{H}$ ] のとき、 $1$  [ $\text{MHz}$ ] の周波数を発振させるには、  
15  $C$  の値はどれくらいにすればよいか。
6. ピアス CB 発振回路で、共振回路の  $C$  を最小値からしだいに大きくして発振状態に近づけると、コレクタに流れる電流はどのように変化するか。
7.  $LC$  発振回路と水晶発振回路の利点・欠点をあげ、用途について調べよ。
- 20 8.  $LC$  発振回路や  $CR$  発振回路の発振周波数の変動の原因をあげ、それを軽減する方法を説明せよ。

## 変調回路・復調回路

私達は情報を伝達する方法として、有線通信や無線通信を使うが、これらは電気通信ともよばれる。

無線通信により電気通信を行うためにわれわれの音声を電気振動にかえた、周波数20～20000[Hz]の電流をアンテナに入れても、このような低い周波数では、電波として放射させるのに有効でない。



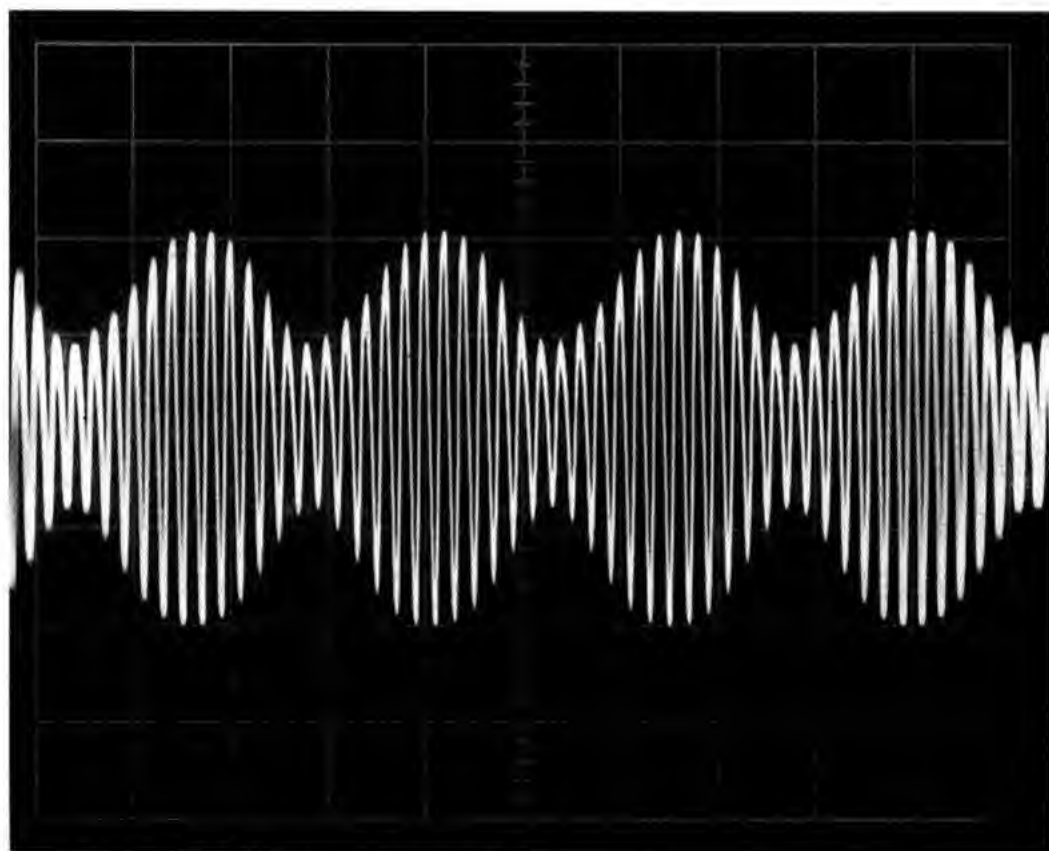
実験用コレクタ変調回路の例 (216ページ参照)



そこで、アンテナから効率よく放射されるおよそ100 [kHz]程度以上の高い周波数の電流に、音声電流のような低い周波数の電流を含ませて電波とする。

また受信側では、アンテナから取り入れた電波から、もとの音声電流のような信号を取り出す操作が行われる。

この章では、電気通信に欠くことのできないこれらの操作を行う回路について、その原理や方法、そして実際の回路のしくみを学ぶ。



振幅被変調波形の例 (211～216ページ参照)

## 1. 変調の基礎

変調は、どのようにして行われるか、その原理を学び、さらに変調の種類・特徴、実際の回路について学ぶ。

### 1. 電波と変調方式

空間に張られたアンテナに交流電流を流すと、そのまわりに電磁波が発生する。これが電波である。アンテナに流す交流の周波数がおおよそ 100 [kHz] 以上となると、電波は効率よく遠方に広がっていく。

一方、私達が送りたい情報を電気信号に変えた信号波は、ふつう、周波数が低いため、そのままではアンテナから効率よく放射することができない。そこで、効率よくアンテナから放射され、遠方に到達することのできる 100 [kHz] 以上の電波を利用して、情報を送ることが行われている。このとき、情報を送るために利用する高い周波数の電気振動を搬送波という。

振幅や周波数が一定である搬送波に、信号波で変化をつけて、信号波のもつ情報を搬送波に含ませる操作を変調という。搬送波を変調して得られた電気振動を、被変調波という。

搬送波として、図 4-1 のような正弦波交流を用いる場合と、パルス波<sup>①</sup>を用いる場合があるが、ここでは正弦波交流の場合について学ぶ。

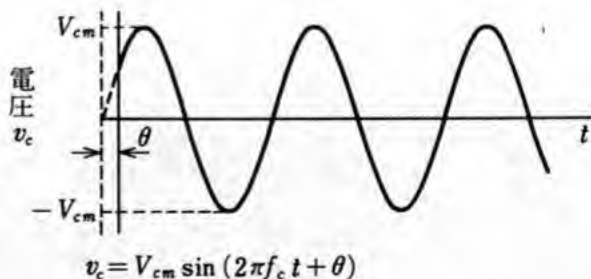


図 4-1 正弦波交流

① パルス波については、第5章で学ぶ。

搬送波  $v_c$  が正弦波交流であれば,

$$v_c = V_{cm} \sin (2\pi f_c t + \theta) \quad (4-1)$$

とあらわせる。

変調を行うに際して、信号波によって振幅  $V_{cm}$ 、周波数  $f_c$ 、位相角  $\theta$  のいずれを変えるかで、3つの方式が考えられる。

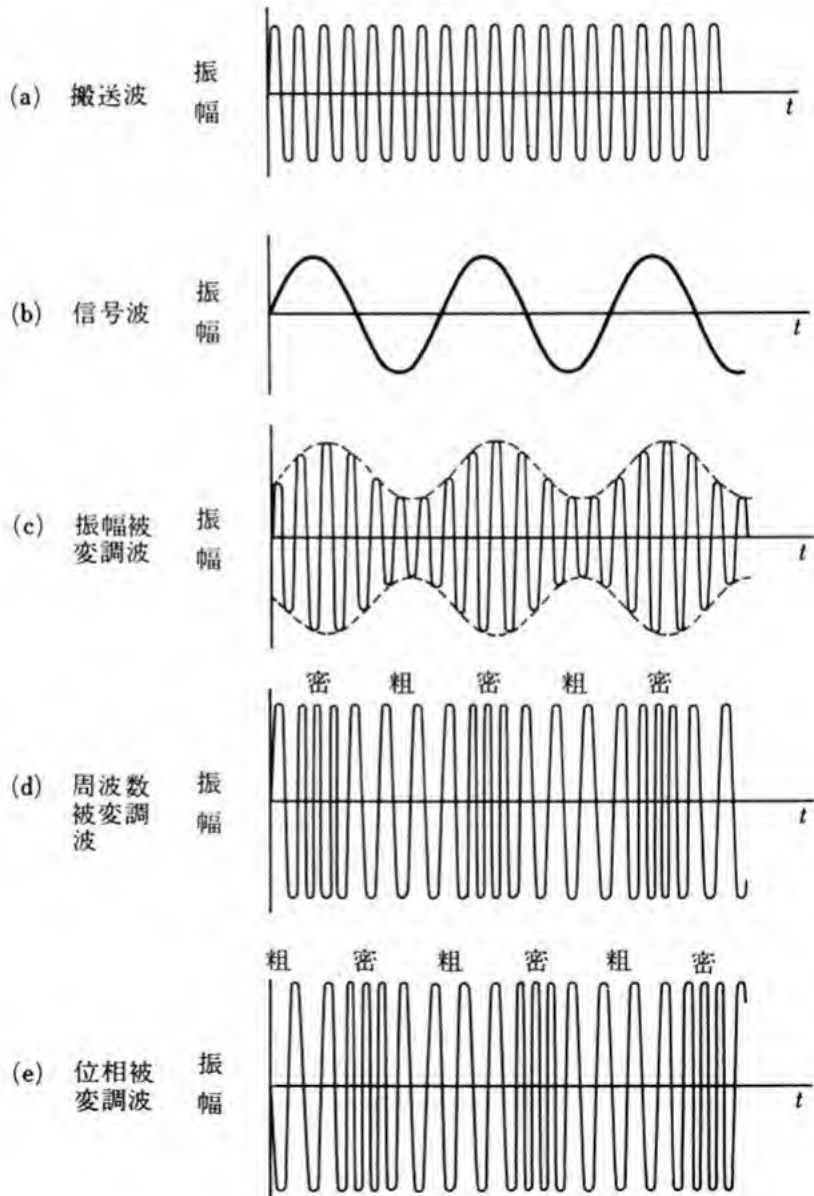


図 4-2 各種変調方式

- ① 振幅変調 (amplitude modulation, 略して AM) 振幅  $V_{cm}$  を  
 変える方式
- ② 周波数変調 (frequency modulation, 略して FM) 周波数  $f_c$   
 を変える方式
- ③ 位相変調 (phase modulation, 略して PM) 位相角  $\theta$  を変え  
 る方式

それぞれの被変調波は図 4-2 (c), (d), (e) のような波形になる。

なお、振幅変調の1つの方式として、SSB 変調がある。また、搬送波として、パルス波を用いる場合をパルス変調 (pulse modulation) とよび、いくつかの変調方法がある。

問 1. 次のことばを説明せよ。(1) 搬送波 (2) 信号波 (3) 被変調波

## 2. 振幅変調 (AM)

### (1) 振幅被変調波

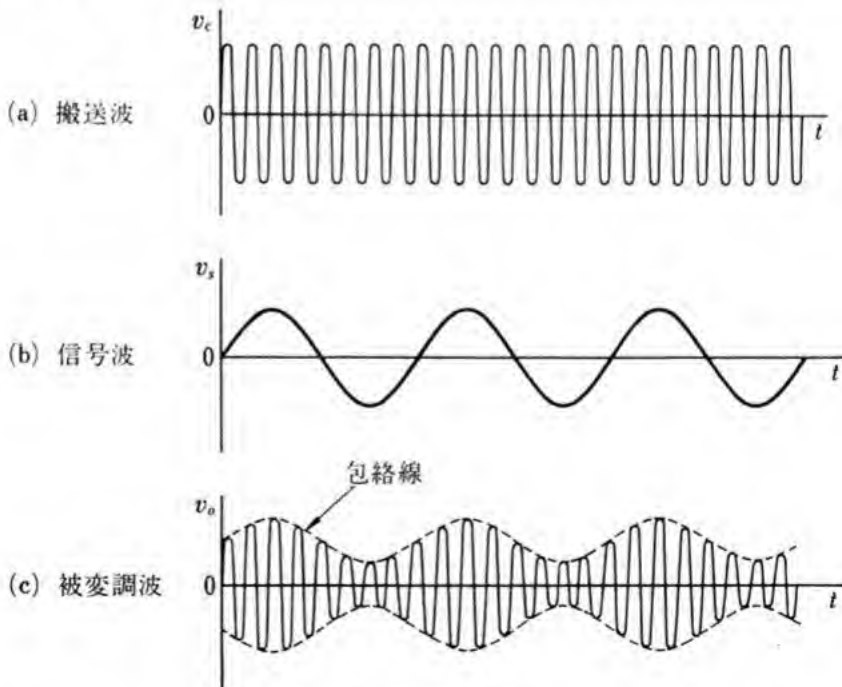


図 4-3 振幅変調

振幅変調は、図4-3(a)の搬送波の振幅を、図(b)のような信号波により、図(c)のように変化させる変調方式である。いま、搬送波  $v_c$  と信号波  $v_s$  を、

$$v_c = V_{cm} \sin 2\pi f_c t \quad (4-2)$$

$$v_s = V_{sm} \sin 2\pi f_s t \quad (4-3)$$

とする。被変調波  $v_o$  は、搬送波  $v_c$  の振幅  $V_{cm}$  を、信号波  $v_s$  によって次のように変化させる。

$$v_o = (V_{cm} + V_{sm} \sin 2\pi f_s t) \sin 2\pi f_c t \quad (4-4)$$

式(4-4)の( )内の式、 $V_{cm} + V_{sm} \sin 2\pi f_s t$  は、被変調波の  
10 振幅の変化をあらわし、図4-3(c)に点線で示すような曲線である。  
この点線で示された曲線を被変調波の包絡線<sup>①</sup>といい、信号波の波形  
と同じ形をしている。式(4-4)を変形すると、

$$v_o = V_{cm} \sin 2\pi f_c t + \frac{V_{sm}}{2} \cos 2\pi(f_c - f_s)t - \frac{V_{sm}}{2} \cos 2\pi(f_c + f_s)t \quad (4-5)$$

15 となり、式(4-5)から被変調波は搬送波の周波数  $f_c$  のほか、 $(f_c - f_s)$   
 $-f_s)$  と、 $(f_c + f_s)$  の3つの周波数を含むことがわかる。 $(f_c - f_s)$   
を下側波、 $(f_c + f_s)$  を上側波とよび、その振幅は  $\frac{V_{sm}}{2}$  である。

また、式(4-5)では、信号周波数  $f_s$  は単一周波数であるが、実  
際には信号波は多くの周波数成分を含む。この場合、下側波・上側  
20 波は帯域幅をもつことになる。

振幅変調における被変調波の各周波数成分をあらわすと、図4-  
4のようになる。図4-4のように、各周波数成分をあらわしたも  
のを周波数スペクトルという。周波数スペクトルは、信号波に含ま  
れている周波数成分の大きさによって、その形が変わる。

① すべての被変調波は包絡線に接する。

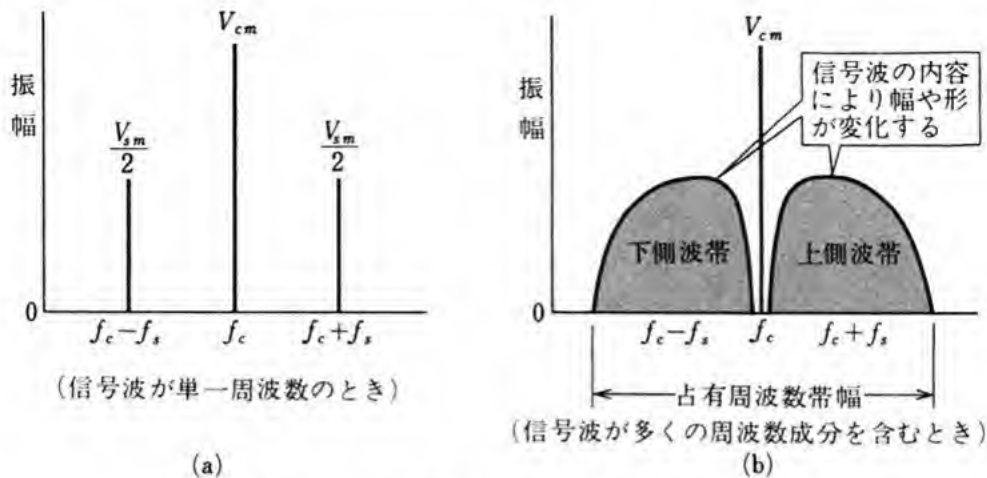


図 4-4 振幅被変調波の周波数スペクトル

また、図 4-4 (b) のように被変調波の含む最も低い周波数から最も高い周波数までの周波数幅を、占有周波数帯幅とよぶ。

## (2) 変調度・変調率

振幅変調された被変調波の振幅について調べてみよう。

信号波の振幅  $V_{sm}$  と搬送波の振幅  $V_{cm}$  の比をとり、

$$m = \frac{V_{sm}}{V_{cm}} \quad (4-6)$$

とし、この  $m$  を変調度という。また、これを百分率であらわしたものを変調率とよぶ。

$$\text{変調率} = \frac{V_{sm}}{V_{cm}} \times 100 [\%] \quad (4-7)$$

式 (4-5) を変調度  $m$  を用いてあらわすと、次のようになる。

$$v_o = V_{cm}(1 + m \sin 2\pi f_s t) \sin 2\pi f_c t \quad (4-8)$$

図 4-5 に示すように、 $v_o$  の最大振幅を  $a$ 、最小振幅を  $b$  とすれば、式 (4-8) から、

$$a = (1 + m) V_{cm}$$

$$b = (1 - m) V_{cm}$$

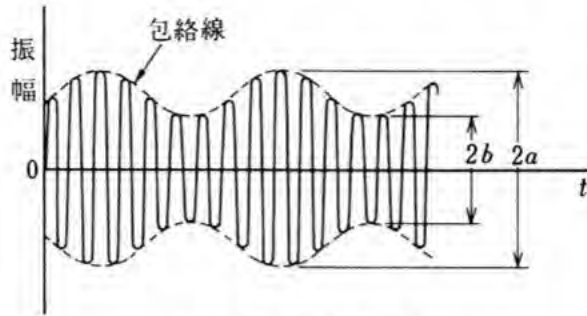


図 4-5 変調度

となり、この式から  $V_{cm}$  を消去して  $m$  を求めると、

$$m = \frac{a-b}{a+b} \quad (4-9)$$

とあらわすことができる。

変調度は、搬送波に対する信号波の大きさの割合をあらわし、その値が変わると、図 4-6 のような被変調波となる。

とくに  $V_{cm} < V_{am}$  の状態を過変調とよび、信号波がひずむので、ふつうは使用しない。

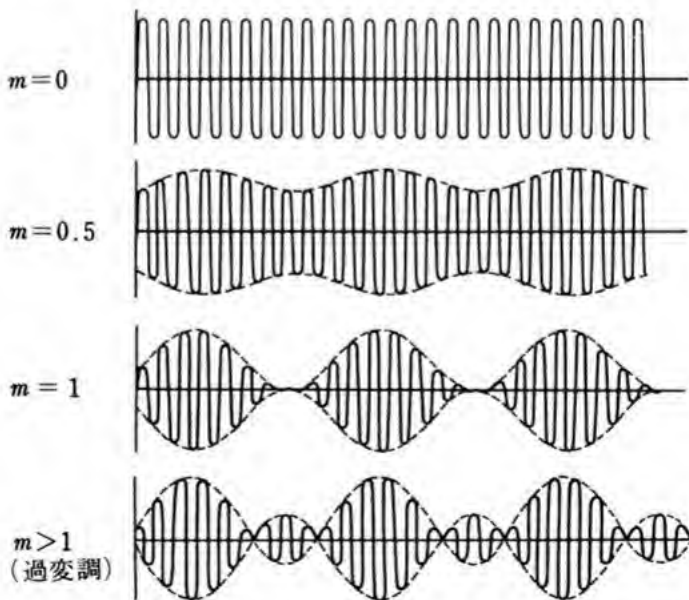


図 4-6 変調度と被変調波



## &lt;例題 1&gt;

図4-5において、 $a$ が $12[V_{P-P}]$ 、 $b$ が $4[V_{P-P}]$ であった。  
変調度  $m$  を求めよ。

**解** 変調度  $m$  は、式(4-9)から、

$$m = \frac{a-b}{a+b} = \frac{12-4}{12+4} = 0.5$$

5

## (3) 振幅被変調波の電力

次に、振幅変調における被変調波の電力について学ぶ。

式(4-5)であらわされる被変調波を図4-7のように抵抗  $R[\Omega]$  の負荷に加えたとする。搬送波電力  $P_c$  は、次のようになる。

$$P_c = \frac{\left(\frac{V_{cm}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{V_{cm}^2}{2R} \quad (4-10)$$

上側波帯電力  $P_U$ 、下側波帯電力  $P_L$  は、

$$\begin{aligned} P_U = P_L &= \frac{\left(\frac{V_{sm}}{2\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{V_{sm}^2}{8R} \\ &= \frac{m^2 V_{cm}^2}{8R} = \frac{m^2}{4} P_c \end{aligned} \quad (4-11)$$

となるから、被変調波の総電力  $P_T$  は、

$$P_T = P_c + P_U + P_L = P_c \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \quad (4-12)$$

となる。したがって、側波帯の電力は変調度  $m$  により変化し、情報を含んでいない搬送波が、被変調波全体の電力の大部分を占めていることがわかる。

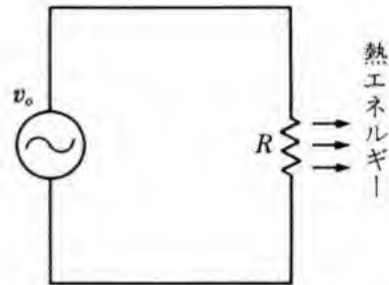


図4-7 被変調波の電力

10

15

## &lt;例題 2&gt;

振幅変調において、搬送波の電力が 10 [W] であった。変調率が 50 [%] および 100 [%] のときの各側波帯、被変調波の電力を求めよ。

5 **解** 変調率 50 [%] の被変調波電力は、

$$P_T = P_c \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) = 10 \left( 1 + \frac{0.5^2}{2} \right) = 11.25 \text{ [W]}$$

変調率 100 [%] の被変調波電力は、

$$P_T = P_c \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) = 10 \left( 1 + \frac{1^2}{2} \right) = 15 \text{ [W]}$$

変調率 50 [%] の各側波帯電力は、

10 
$$P_U = P_L = \frac{m^2}{4} P_c = \frac{0.5^2}{4} \times 10 = 0.63 \text{ [W]}$$

変調率 100 [%] の各側波帯電力は

$$P_U = P_L = \frac{m^2}{4} P_c = \frac{1^2}{4} \times 10 = 2.5 \text{ [W]}$$

## (4) 振幅変調回路

搬送波の振幅を信号波の振幅によって変化させるための回路を、  
15 振幅変調回路という。

よく使われる振幅変調回路には、**ベース変調回路**と**コレクタ変調回路**とがある。ベース変調回路は、図 4-8 (a) のように搬送波を増幅しているトランジスタのベースに、信号波の電圧を加える変調回路で、信号波の電力が小さくてすむという特徴がある。

20 コレクタ変調回路は、図 (b) のように搬送波を増幅しているトランジスタのコレクタ電圧に、信号波の電圧を加えて変調する回路である。この回路は、ベース変調に比べて信号波に大きな電力を必要とする。

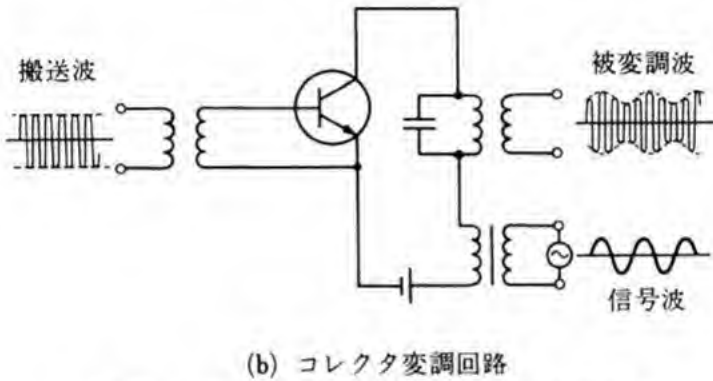
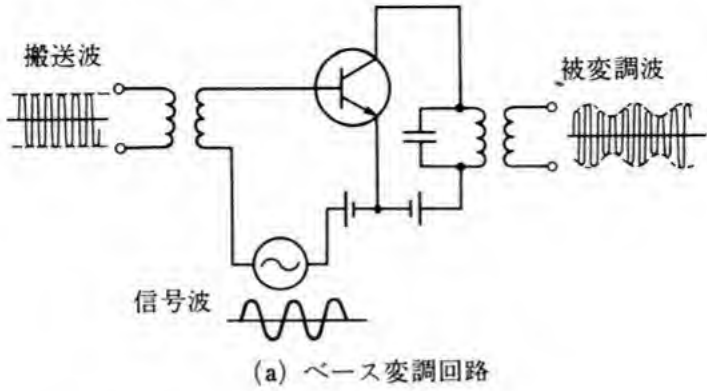


図 4-8 ベース変調回路とコレクタ変調回路

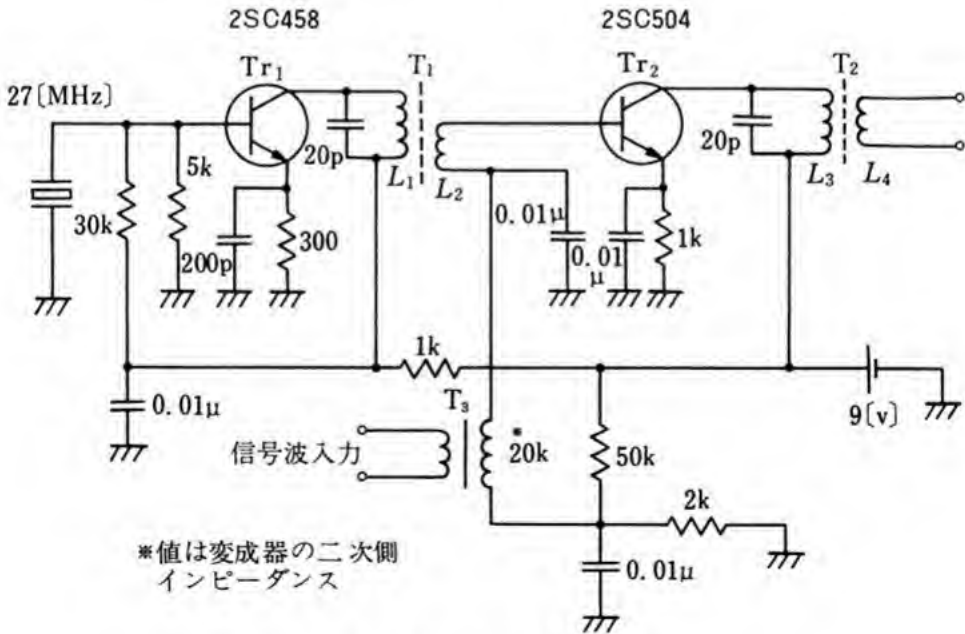


図 4-9 ベース変調回路例

図4-9は、ベース変調回路の例である。 $Tr_1$ は水晶発振回路で、搬送波を発生させる。 $Tr_2$ のベースには、搬送波と信号波の和が加えられ、変調が行われている。

図4-10に、ベース変調の原理を示す。

- 5 トランジスタの  $V_{BE}$  と  $I_C$  の関係は、すでに学んだ  $V_{BE}-I_E$  特性と同様に、図のような特性をもっている。このとき、 $Tr_2$ のベースには、図(a)のような搬送波と信号波の電圧を合わせた電圧がかかる。そのため、 $Tr_2$ のコレクタ電流の波形は、図(b)のようになり、信号波に重ね合わせた搬送波の振幅が変化する。図4-9の  $L_3$  と
- 10 20 [pF] で構成される同調回路は、搬送波の周波数に共振しており、出力には、図(c)のような被変調波があらわれる。

ベース変調では、信号波の振幅は小さくてすむが、 $V_{BE}-I_C$  特性のわん曲部を利用するため、入力信号と被変調波の包絡線とは完

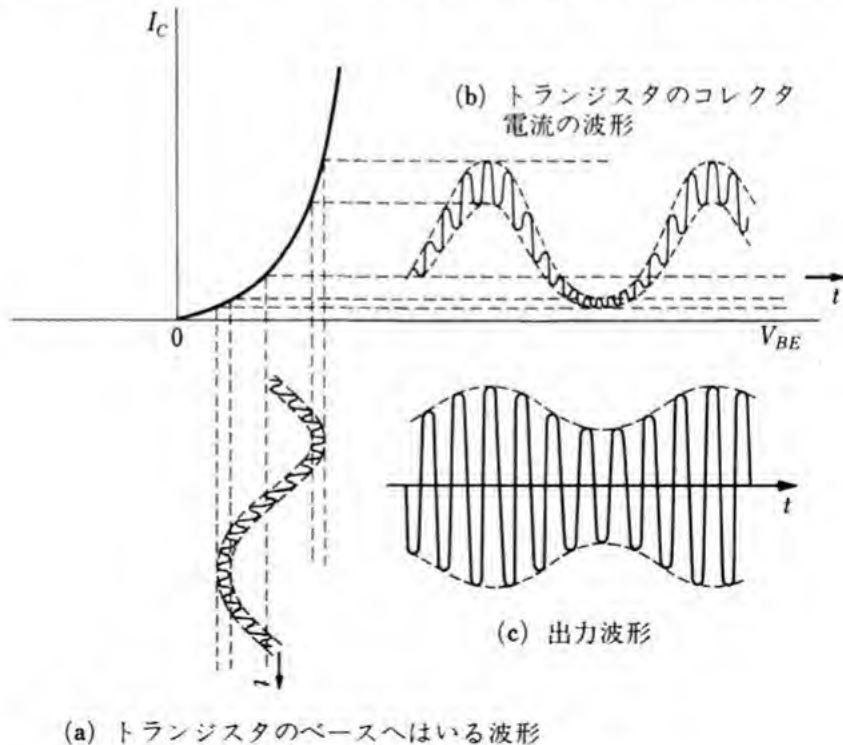


図4-10 ベース変調回路の出力波形

全に相似とならず、ひずみを受けやすい欠点がある。

### 3. 周波数変調 (FM)

#### (1) 周波数被変調波

周波数変調は、搬送波の振幅を一定に保ったまま、信号波の振幅によって搬送波の周波数を変化させる方式である。信号波の振幅が  
5  
大きくなると、搬送波の周波数が高くなるように対応させると、搬送波・信号波・被変調波は、図4-11のようになる。

搬送波  $v_c$  と、信号波  $v_s$  を、

$$v_c = V_{cm} \sin 2\pi f_c t$$

$$v_s = V_{sm} \cos 2\pi f_s t$$

10

とあらわす。

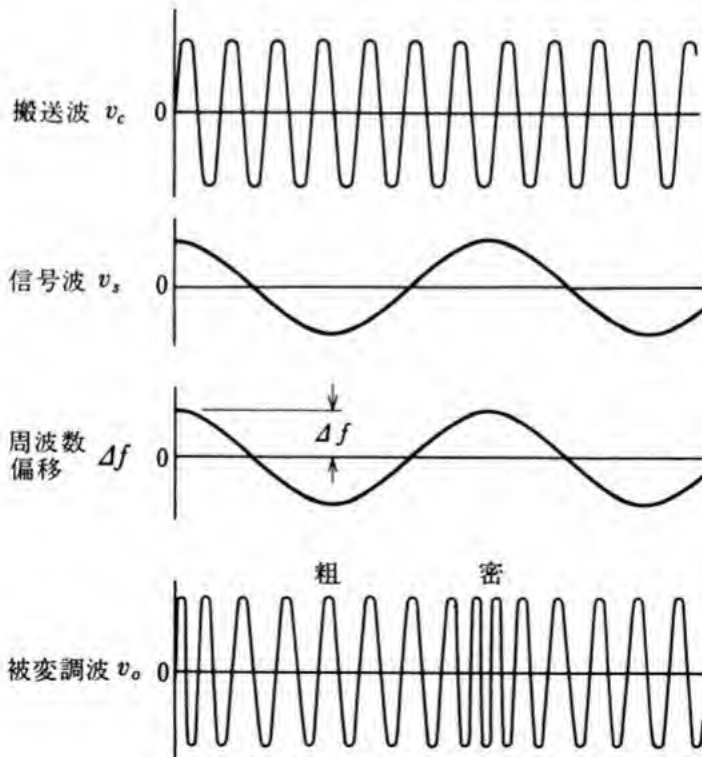


図4-11 周波数変調

周波数変調では、被変調波  $v_o$  の周波数は、信号波  $v_s$  によって変化を受ける。

信号波  $v_s$  によって、周波数がずれることを周波数偏移とよぶ。

被変調波の周波数  $f$  は、

$$f = f_c + k_f V_{sm} \cos 2\pi f_s t \quad (4-13)$$

とあらわされる。ただし  $k_f$  は周波数の偏移の大きさをあらわす定数である。

$v_s$  が 0 のときは、被変調波の周波数は  $f_c$  であり、これを中心周波数という。 $v_s$  の振幅が最大するとき、周波数偏移も最も大きくなる。

この周波数偏移の最大値を最大周波数偏移という。

最大周波数偏移を  $\Delta f$  とすれば、被変調波の周波数  $f$  は、

$$f = f_c + \Delta f \cos 2\pi f_s t$$

となる。式 (4-13) から  $\Delta f = k_f V_{sm}$  である。また、被変調波  $v_o$  は、

$$v_o = V_{cm} \sin(2\pi f_c t + m_f \sin 2\pi f_s t)$$

① となる。ここで、

$$m_f = \frac{\Delta f}{f_s} \quad (4-14)$$

であらわされる  $m_f$  を変調指数とよぶ。これは、周波数変調における変調のかかりぐあいのめやすになる値である。

① 時間とともに周波数が変化する波形を  $v_o = V_{cm} \sin(\phi(t))$  ( $\phi(t)$ :  $t$  の関数) とするとき、 $\phi(t)$  の時間に対する変化は角速度となる。角速度は角周波数に対応するから、周波数  $f$  は、次式で与えられる。

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt}$$

したがって、周波数変調の場合、被変調波の周波数  $f$  は、

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt}(2\pi f_c t + m_f \sin 2\pi f_s t) = f_c + \Delta f \cos 2\pi f_s t$$

となる。この  $f$  は、ある時刻  $t$  における瞬間の周波数であるため、これをとくに、瞬時周波数という。

被変調波  $v_o$  に含まれる周波数成分には、 $f_c$ 、 $f_c \pm f_s$ 、 $f_c \pm 2f_s$ 、 $f_c \pm 3f_s$ 、……のように側波が図4-12のように無限に存在する。高次の側波の振幅は、しだいに小さくなるので、実際にはすべて

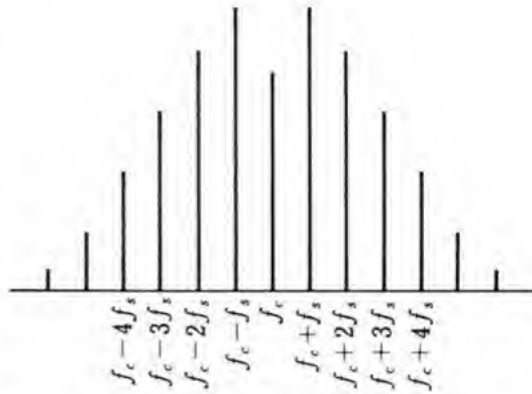


図4-12 周波数被変調波の周波数スペクトル

の側波が必要ではないが、周波数被変調波の占有周波数帯幅は、振幅被変調波に比べて広がる。

実際には、占有周波数帯幅は最大周波数偏移と信号波の最高周波数の和の2倍ぐらいでよく、この場合の占有周波数帯幅  $B$  は、

$$B = 2(\Delta f + f_s) \quad (4-15)$$

となる。

<例題 3>

信号波の最高周波数が、 $f_s = 15$  [kHz]、搬送波の周波数が、 $f_c = 80$  [MHz]、最大周波数偏移が  $\Delta f = 75$  [kHz] の FM 放送電波における、変調指数および実用的な占有周波数帯幅を求めよ (図4-13 参照)。

**解** 変調指数  $m_f$  は、式(4-14)から、

$$m_f = \frac{75}{15} = 5$$

実用的な占有周波数帯幅  $B$  は、式(4-15)から、

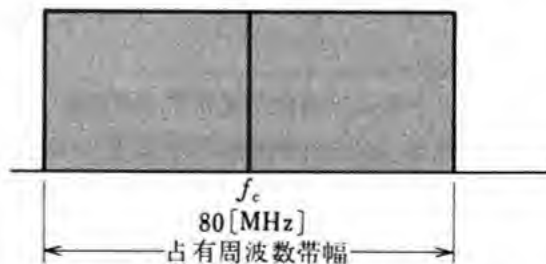


図4-13 FM 放送電波の周波数スペクトル

$$B = 2(15 + 75) = 180 \text{ [kHz]}$$



周波数変調では、振幅変調の振幅の大きさの変化に相当するものが被変調波の周波数の偏移となり、信号波の周波数の高低に相当するものが被変調波の周波数偏移の速さとなっている。

### (2) 周波数変調の利点

- 5 周波数変調を受けた被変調波では、周波数は変化するが、振幅は一定である。そのため、被変調波が空間を飛んでくる間に混入する振幅性の雑音の影響を、図4-14のように振幅制限回路を通すことによって軽減することができる。

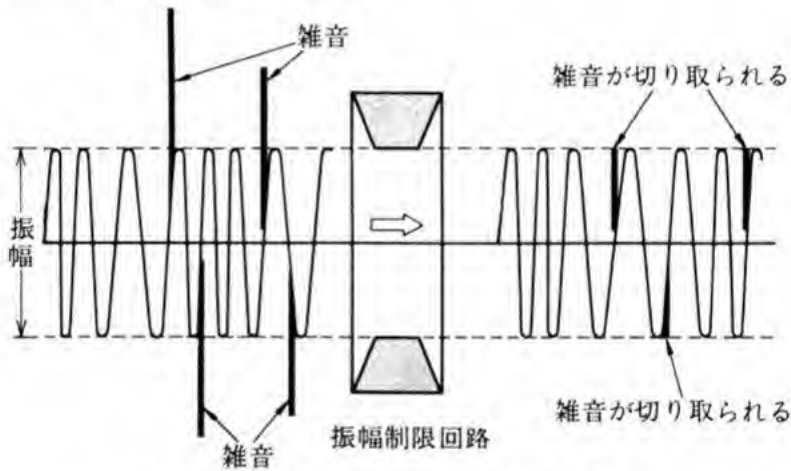


図4-14 雑音の振幅制限回路による軽減

- また、周波数変調はおもに、VHF<sup>①</sup>帯以上の周波数帯を使用するため、最大周波数偏移を大きくとることができ、周波数帯域の広い信号波を送ることができる。

### (3) 周波数変調回路

- 周波数変調を行う場合、信号波の振幅によって搬送波の周波数が変わるようにする必要がある。そのため、発振回路の発振周波数を決める回路の定数を、信号波の振幅によって変えるようにすればよい。

① 30~300 [MHz] の周波数帯の略称。

たとえば、図4-15のように、共振回路の静電容量として、コンデンサマイクロホンを使ったり、可変容量ダイオードを使うことによって、音声信号を共振回路の静電容量の変化に置き換えると、それに伴って発振周波数が変わり、周波数変調が行われる。

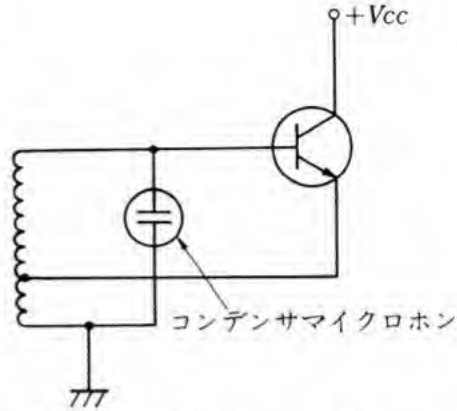


図4-15 周波数変調回路の原理図

図4-16は可変容量ダイオードを使った周波数変調回路例である。

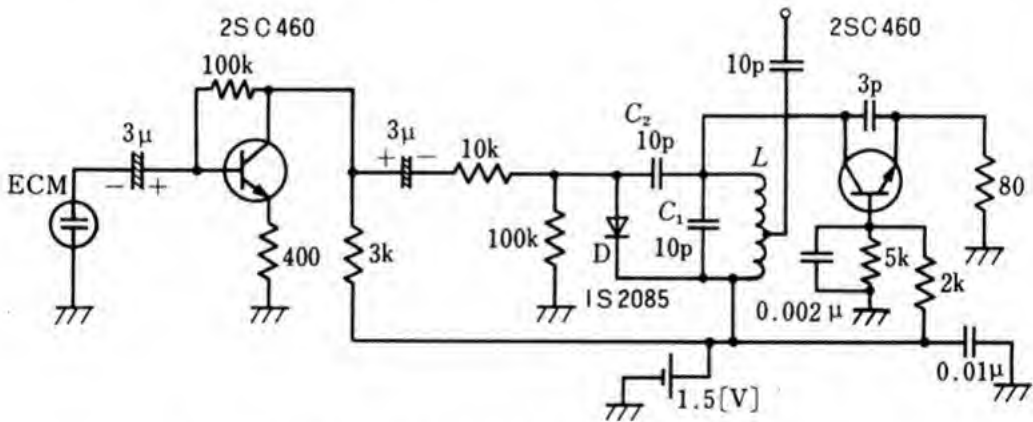


図4-16 可変容量ダイオードを使った周波数変調回路例

Dは可変容量ダイオードで、その両端にかかる逆方向のバイアス電圧の大きさによって図4-17のように、内部の静電容量が変化する性質がある。

発振回路は、ベース接地コルピッツ発振回路で、その発振周波数は、コイルL、コンデンサC<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>およびダイオードDの内部容量の値によって決まる。コンデンサマイクロホンに加えられた音声は

増幅され、Dに加わる。したがって音声電圧の高低によって、Dの内部容量が変動することになる。そのため共振回路の定数が変わって発振周波数が偏移する。すなわち、搬送波の周波数が、信号波電圧によって偏移したことになる、周波数変調ができる。

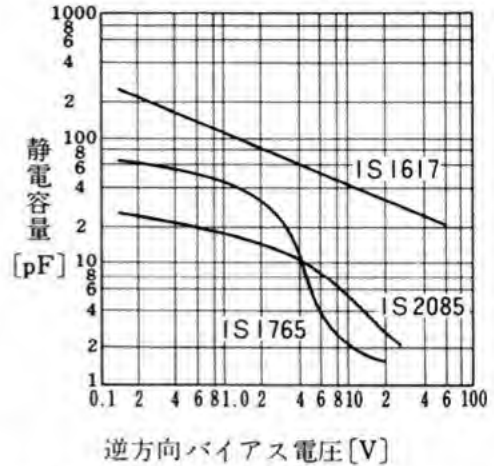


図 4-17 可変容量ダイオードの特性

10 <例題 4>

テレビジョン放送の音声は、周波数変調方式で送られている。信号波の最高周波数が 15 [kHz]、搬送波の周波数が 95.75 [MHz]、最大周波数偏移を 25 [kHz] とすると、変調指数、実用的な占有周波数帯幅はどれだけになるか。

15 **解** 変調指数  $m_f$  は、式 (4-14) から、

$$m_f = \frac{25}{15} \approx 1.67$$

実用的な占有周波数帯幅  $B$  は、式 (4-15) から、

$$B = 2(15 + 25) = 80 \text{ [kHz]}$$

4. 位相変調 (PM)

20 位相変調は、搬送波の振幅を一定に保ったまま、信号波の振幅によって式 (4-1) の搬送波の位相  $\theta$  を変える変調方式である。瞬間的な位相の変化は、周波数の変化となるので、周波数変調と同じと考えられる。

位相変調は、搬送波の周波数を直接変化させることなく、周波数

偏移が得られるので、変調に関係なく一定周波数の安定な発振回路が使用できる。そのため、発振回路として水晶発振回路が使われ、中心周波数の安定な位相被変調波が得られる。

### 5. 振幅変調 (AM) と周波数変調 (FM) の比較

振幅変調と周波数変調は、それぞれが特徴をもっているので、比べてまとめると、表4-1のようになる。

表 4-1 変調方式の比較

	振 幅 変 調 (AM)	周波数変調 (FM)
搬送周波数	変化しない	信号波の振幅によって変化する
被変調波の振 幅	信号波の振幅によって変化する	変化しない
占有周波数帯 幅	信号波の最高周波数の2倍	実用上、最大周波数偏移と信号波の最高周波数の和の2倍にする
変調の度合	変調度 = $\frac{\text{信号波の振幅}}{\text{搬送波の振幅}}$	変調指数 = $\frac{\text{最大周波数偏移}}{\text{信号波の周波数}}$
耐 雑 音 性	振幅性雑音に弱い	電波がある程度以上の強さであれば信号対雑音比 (SN 比) がよい

### 6. S S B 変 調

図4-18のように、振幅変調の被変調波で情報を含んでいるのは、上下の側波帯である。

被変調波の3つの成分である搬送波・上側波帯・下側波帯のうち、上側波帯だけまたは下側波帯だけでも、信号波の情報をすべて含んでいるため、一方の側波帯だけで、情報を送ることができる。振幅変調の被変調波の上側波帯または、下側波帯だけを取り出した信号を、SSB (single sideband) 波 とよび、ふつうに振幅変調された被変調波を DSB (double sideband) 波 とよぶ。SSB 波は、DSB

波から片方の側波帯と搬送波を取り除くことによってつくられる。

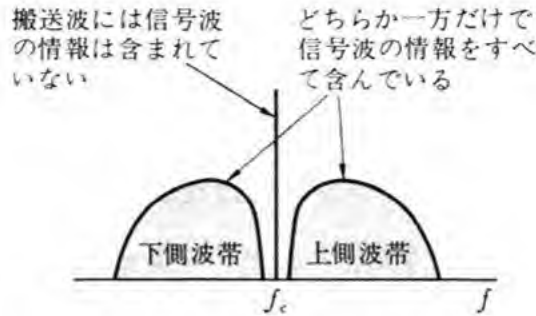


図 4-18 振幅被変調波の周波数成分

(1) SSB 波の特徴

SSB 波は、両側波帯をもった振幅被変調波と比べると、次のような特徴をもっている。

- 5 ① 占有周波数帯幅が  $\frac{1}{2}$  でよい。

このため、電波の使用効率を高めることができる。

- ② 被変調波の電力が少なくなる。

振幅変調の被変調波の電力の多くを占める搬送波電力や、片方の側波帯のための電力がいらぬ。

- 10 ③ ①による混信がなくなる。

搬送波がないので、他の通信の搬送波とのうなりがなくなる。

このような理由によって近年の通信は、ほとんど SSB 波を用いるようになった。しかし、送信機や受信機の構造が複雑になる欠点がある。

15 (2) SSB 波のつくり方

SSB 波は、DSB 波から帯域フィルタ<sup>②</sup> (BPF) を使って、上側波

---

① 接近した2つの周波数が組み合わさって、新たに発生する周波数の成分で、可聴周波数になると妨害となる。  
 ② フィルタとは、いろいろな周波数をもつ信号の中から、特定の周波数の信号だけを取り出したり、取り除いたりするための回路をいう。

帯または下側波帯だけを取り出すことによってつくることができる。

しかし、信号波の周波数が低いと、搬送波と側波帯の周波数が接近するので、ひじょうに鋭いしゃ断特性をもったフィルタでなければ、搬送波を取り除き、片方の側波帯だけを取り出すことができない。このような特性の鋭いフィルタはなかなか得にくい。

5

そこで、図4-19のように、フィルタによって片方の側波帯だけを取り出しやすくするため、変調を行うときに搬送波はおさえて両側波帯だけが取り出せる平衡変調回路やリング変調回路が使用される。

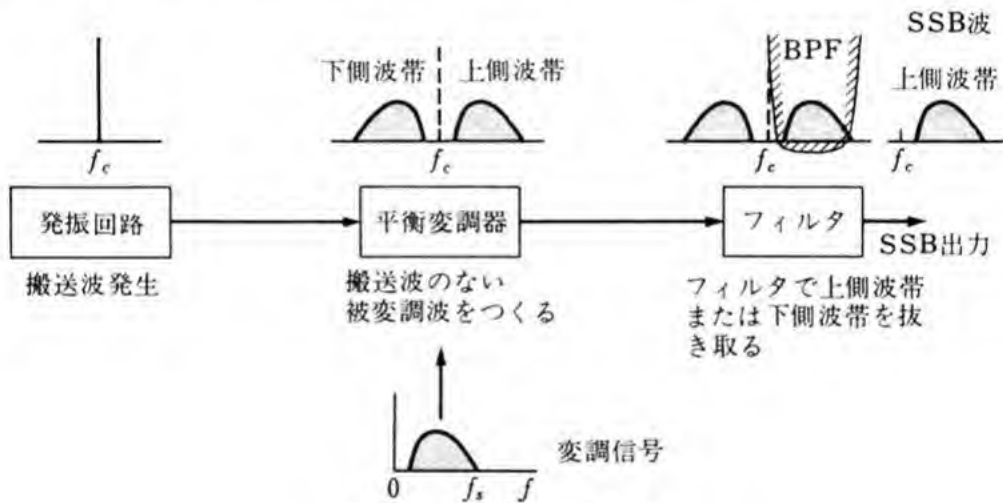


図 4-19 SSB 波のつくり方

### (3) リング変調回路

図4-20(a)をリング変調回路という。この回路のはたらきについて調べてみよう。

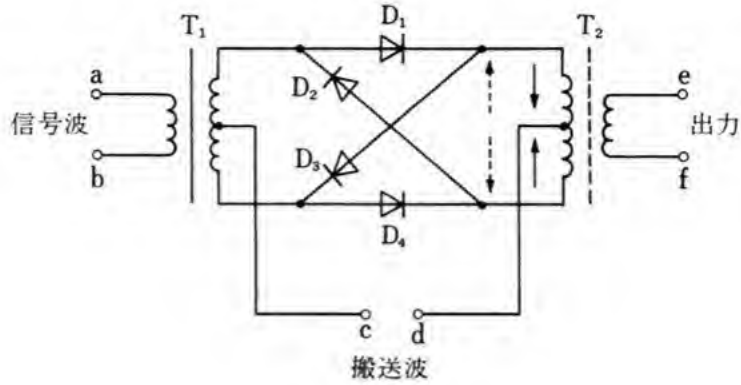
10

いま、a-b 端子に信号波を、c-d 端子に搬送波を加えたとき、e-f 端子にどのような出力が得られるかを考える。

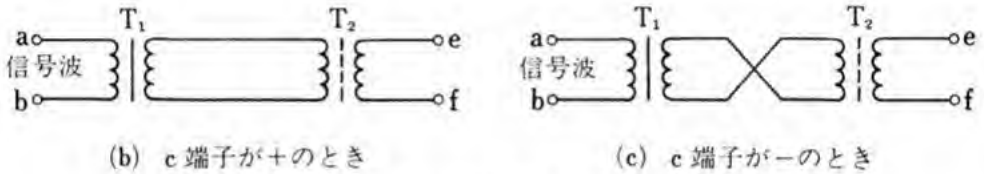
(a) c-d 端子に搬送波だけが加わったとき c 端子が +, d 端子が - の極性になった瞬間を考えると、ダイオード  $D_1$  と  $D_4$  が順方向となり、変成器  $T_2$  の一次側には実線のような電流が流れるが、向き

15





(a) リング変調回路



(b) c 端子が+のとき

(c) e 端子が-のとき

図 4-20 リング変調回路

が互いに逆方向なので、打ち消し合って、二次側 e-f 端子には何もあらわれない。

c 端子が-、d 端子が+の極性のときは、ダイオード  $D_2$  と  $D_3$  が順方向となり、変成器  $T_2$  に流れる電流は破線のようになり、この場合も e-f 端子には何もあらわれない。ダイオード  $D_1$  と  $D_4$ 、 $D_2$  と  $D_3$  のこのようなはたらきによって、信号波に対して変成器  $T_1$  と  $T_2$  は図 (b)、(c) のように結合していることになる。

(b) a-b 端子に信号波だけが加わったとき a-b 端子に信号波が加わったとき、変成器  $T_1$  の二次側は、電圧の極性によって  $D_1$  と  $D_3$ 、または  $D_2$  と  $D_4$  とで短絡されてしまうので、このときも e-f 端子には何もあらわれない。

(c) 搬送波と信号波が同時に加わったとき 搬送波によって変成器  $T_1$  と  $T_2$  が図 4-20 (b) または図 (c) のようになっているとき、図 4-



21(a)のような信号波が加わると、e-f 端子には図(b)の搬送波の周波数で、位相が反転し細分化された被変調波(図(c))が出てくる。これをLC共振回路を通してなめらかにした波形が、図(d)の平衡変調波である。出力にあらわれる被変調波の振幅は、信号波の振幅に比例し、また、この被変調波には搬送波の周波数の成分は含まれず、上・下側波帯だけが含まれている。

このようにしてつくられた搬送波のない平衡変調波をフィルタに通して、片方の側波帯だけを取り出すと、SSB波が得られる。

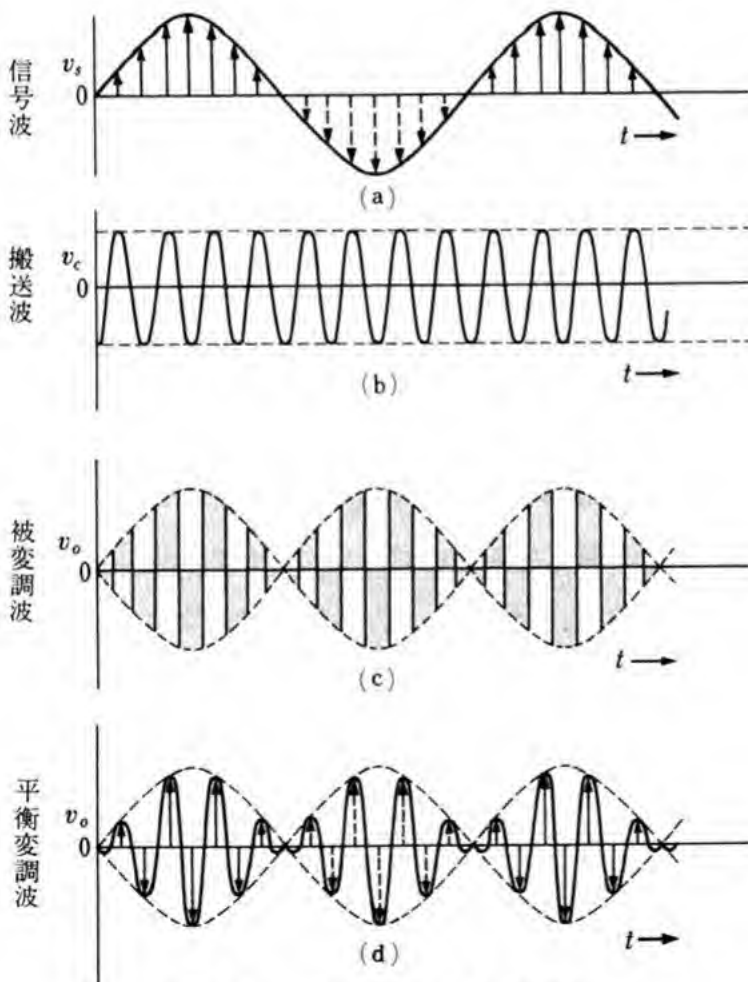


図 4-21 平衡変調された被変調波

## 2. 復調の基礎

変調された形で飛んでくる電波は、われわれの視覚や聴覚では感じ取ることにはできない。そこでどのような方法で感じ取れるようにするのか、その方法や回路について学ぶ。

### 5 1. 復調の原理

被変調波は、信号波の成分のほかに、搬送波の成分も含んでいるため、必要とする信号波成分だけを取り出す必要がある（図4-22）。

搬送波に信号波を組み合わせる変調に対して、被変調波から信号波を取り出すことを復調（検波）とよぶ。

10 復調には、変調方式の違いによっていくつかの方法がある。

振幅変調では、被変調波の包絡線の部分を取り出せばよい。また、周波数変調や位相変調では、周波数の変化を振幅の変化に変換し、それを振幅復調する。SSB波は、復調の前に取り除かれている搬送波を補えば、振幅変調の復調と同じに考えることができる。

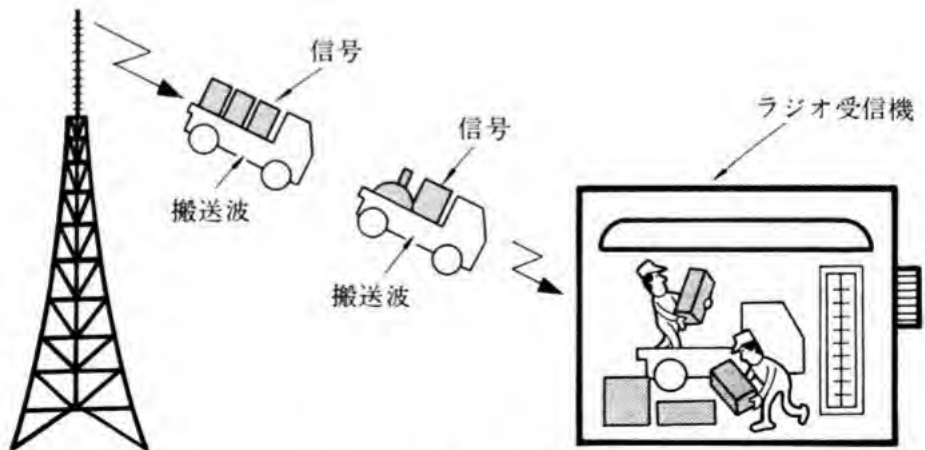


図 4-22 復調の原理

ここでは、いろいろな復調の動作原理や特徴を調べてみよう。

## 2. 振幅被変調波の復調

振幅変調されている被変調波を復調するには、ほとんどの場合、ダイオードの順方向特性を利用して包絡線の部分を取り出す方法が使われる。

ダイオードには多くの種類があるが、復調用には図4-23のような検波用ダイオード

が用いられる。検波用ダイオードには点接触ダイオードと、pn接合ダイオードがあるが、内部静電容量が小さく、高い周波数にも使えるゲルマニウム点接触ダイオードなどが適している。

図4-24はダイオードの一般的特性である。このような特性のうち、順方向特性のわん曲している①の部分を利用する検波方法を二乗検波とよび、②の直線的な部分を利用する検波方法を、直線検波とよんでいる。

図4-24のわん曲部の順方向電圧は、ゲルマニウムダイオードで約0.2[V]、シリコンダイオードで約0.6[V]である。



マイクロ波用  
1N23A

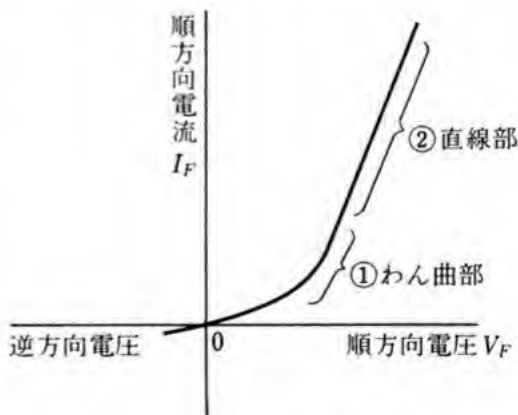
5



一般検波用  
1N34

図4-23 検波用ダイオード

10



20

図4-24 ダイオードの特性

25

(1) 振幅検波回路の動作

ダイオードを用いた図4-25のような回路を考えてみる。

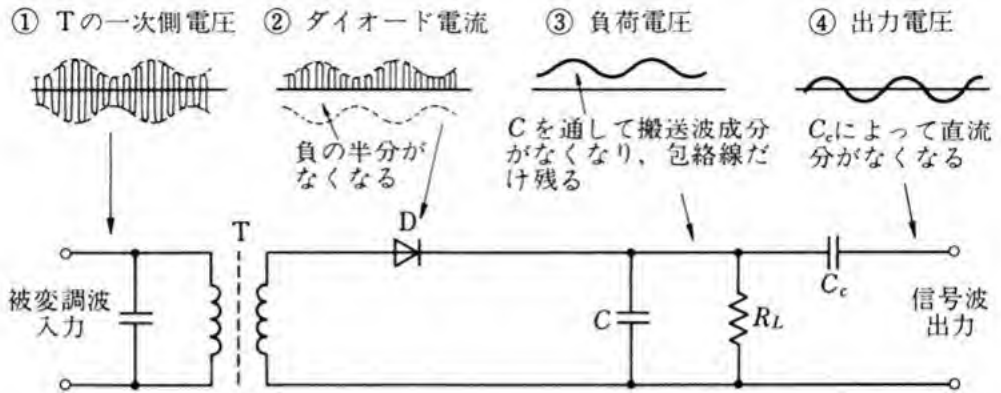


図4-25 振幅検波回路の動作

変成器 T を通して振幅変調の被変調波の電圧をダイオードに加える。ダイオードは、信号の順方向の成分は通すが、逆方向の成分は通さないため、ダイオードを流れる電流は、図4-25②のように順方向に沿った片側だけとなる。

この検波回路の出力から搬送波の周波数成分を抜き取るため、コンデンサ C を並列に入れる。この C は、搬送波の周波数に対してはじゅうぶん小さなインピーダンスであり、包絡線の信号波の周波数に対しては、大きなインピーダンスとなるような値に選ばれている。

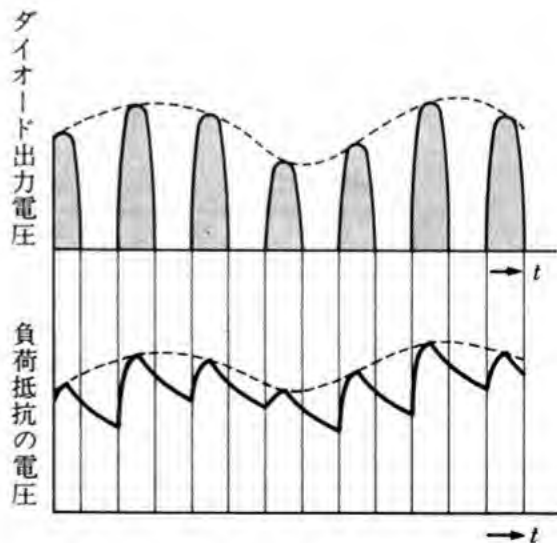


図4-26 包絡線の取り出し

コンデンサ  $C$  に並列に負荷抵抗  $R_L$  を接続すると、図 4-26 のように、コンデンサはダイオード出力の搬送波の半サイクルで充電され、とぎれた半サイクルの期間中に充電電荷が  $R_L$  を通して放電される。

このため負荷抵抗の両端の電圧は、図のように被変調波の包絡線の形に近い電圧波形となり、図 4-25 ③ のような負荷電圧となる。

さらに直列にコンデンサ  $C_c$  を入れて交流成分だけを取り出すと、④ のような信号波出力が得られる。これが振幅被変調波の復調の原理である。

(2) 二乗検波

被変調波から包絡線の部分を取り出すために、ダイオードに被変調波電圧をかける場合、その被変調波電圧の振幅が、図 4-27 (a) のように、ダイオードの順方向特性のわん曲部電圧以下であると、図

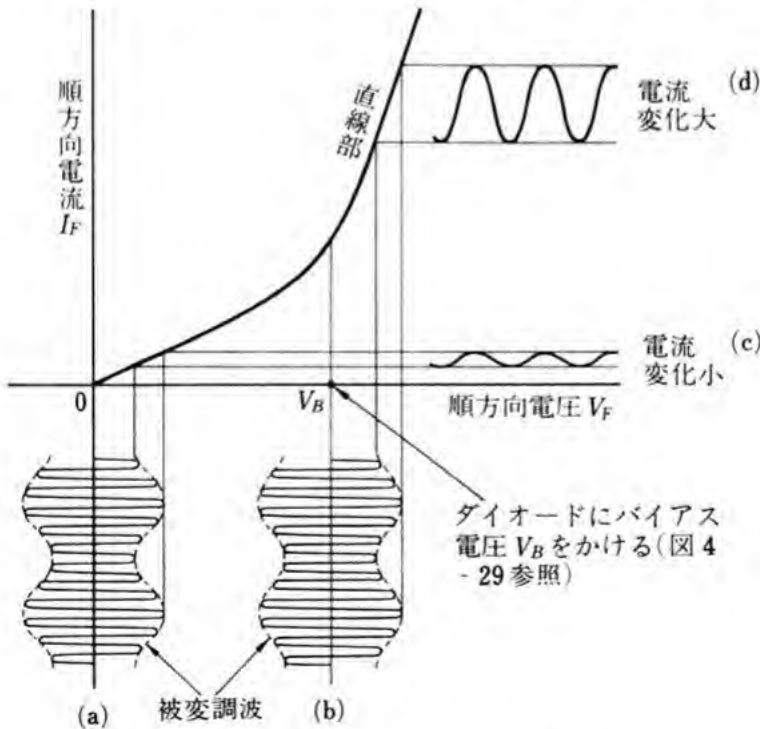


図 4-27 ダイオードのバイアス

(c)のように、ダイオードの電流変化は少ない。しかし、同じ振幅の被変調波でも、図(b)のように、あらかじめ特性のわん曲部に被変調波電圧の中心がくるように、ダイオードにバイアス電圧  $V_B$  をかけておくと、図(d)のように、ダイオードの電流変化は大きく、能率がよくなる。後者のようなダイオードの使い方を二乗検波という。

ダイオードの電流は、図4-28の①と②のように、正の部分と負の部分の波形が異なる。そこで、低域フィルタ<sup>①</sup>を用いて搬送波成分を取り除くと、上下の包絡線の差が検波出力となって得られる。

このような二乗検波は、微弱な被変調波の検波に適するが、特性のわん曲部を利用するため、ひずみが大きいという欠点がある。

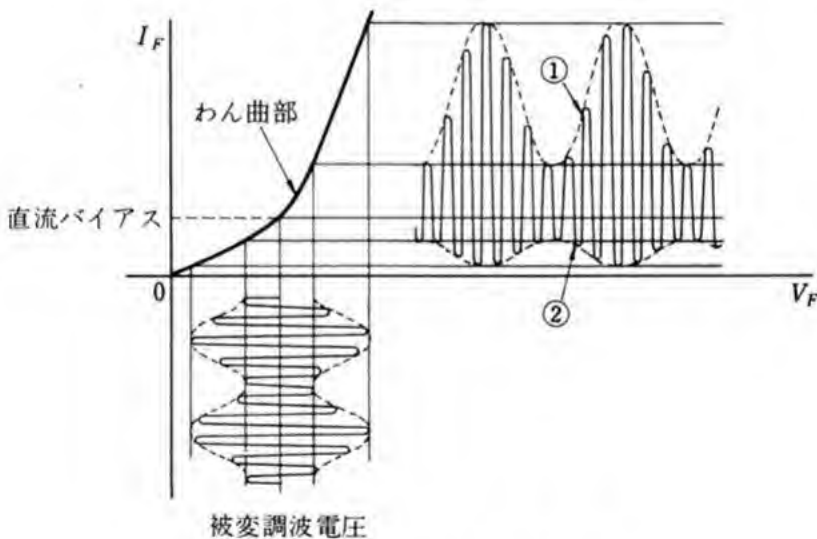


図4-28 二乗検波

### 二乗検波回路の実際例

図4-29は、実際の二乗検波回路の例で、比較的小振幅の被変調波の検波に用いられる。被変調波の振幅の中心をダイオードの特性のわん曲部に合わせるために、外部電源6[V]によって特性のわん

① 高い周波数成分を減衰させ、低い周波数成分だけを取り出す回路。

曲部の電流に見合ったバイアス電流を流す。

$C, R_L$  の大きさは、信号波の周波数によってその時定数 ( $\tau=CR$ ) を適当に選ばなければ、検波された信号波形がひずみを受ける。また、 $R_L$  の値は、ダイオードの内部抵抗の 10 倍以上に選ばれる。

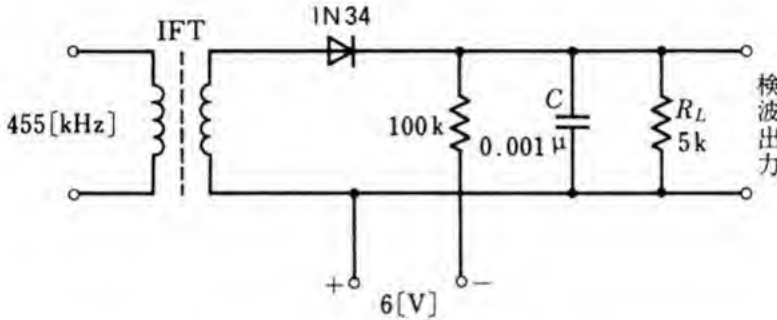


図 4-29 二乗検波回路例

### (3) 直線検波

5

直線検波は、図 4-30 のように、ダイオードの特性の直線的な部分を利用して被変調波の包絡線の部分を取り出す検波方法である。

直線検波では、二乗検波より大きな振幅の被変調波が必要であるが、直線部分を利用するため出力ひずみが少ないので、一般的に広く用いられる。

10

#### 直線検波回路の実際例

図 4-31 は、直線検波回路の例で二乗検波に比べて大きな振幅の被変調波の検波に適しており、ひずみは少ない。 $C, R_L$  の値の選び方は二乗検波と同じである。

問 2. 二乗検波と直線検波の特徴をあげよ。

15



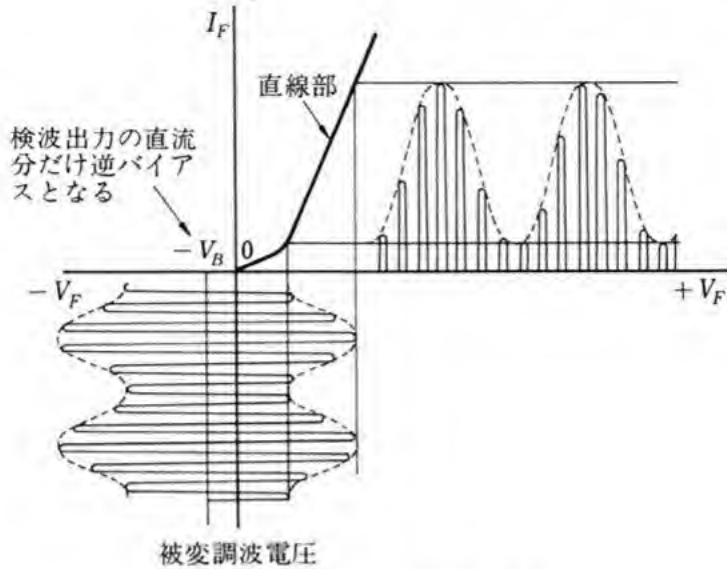


図 4-30 直線検波

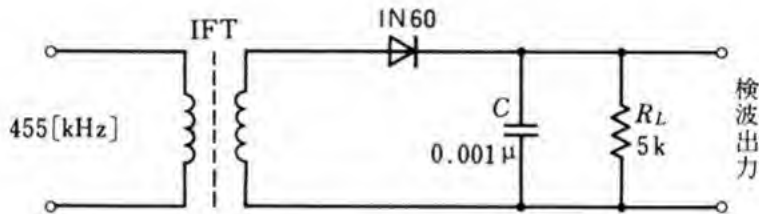


図 4-31 直線検波回路例

### 3. 周波数被変調波の復調

周波数被変調波や位相被変調波の復調は、これらの被変調波の周波数の偏移を、振幅の変化に変換しなければならない。このような検波方法として、スロープ検波、ピークディファレンシャル検波、レシオ検波、フォスターレー検波などがある。ここでは、スロープ検波・ピークディファレンシャル検波・レシオ検波の原理について学ぶ。

#### (1) スロープ検波回路

図 4-32 (a) はスロープ検波の原理を示したものである。図 (b) の

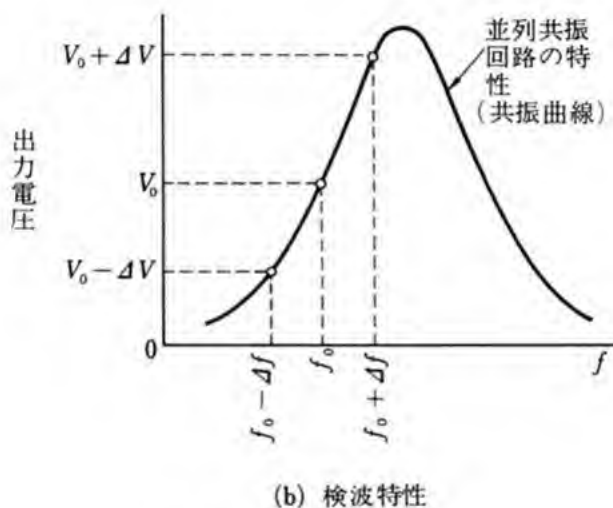
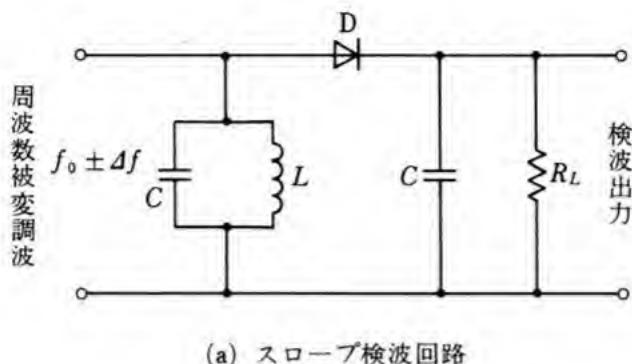


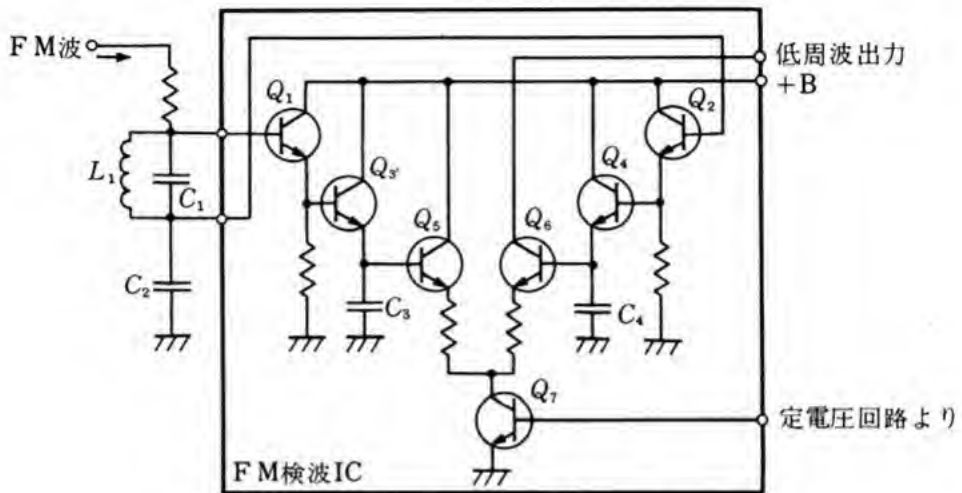
図 4-32 スローブ検波

共振曲線の傾斜の部分を利用して、周波数の偏移を振幅の変化に変換する。周波数被変調波の中心周波数を  $f_0$  とすると、 $f_0$  が共振曲線の傾斜の中央部になるように設計する。被変調波の周波数偏移  $\pm \Delta f$  によって共振回路の両端の電圧は  $\pm \Delta V$  だけ変化する。つまり、周波数の偏移が、電圧の変化となるため、周波数被変調波が振幅被変調波に変わったことになる。これを、ダイオード D によって振幅検波すれば、信号波が得られる。

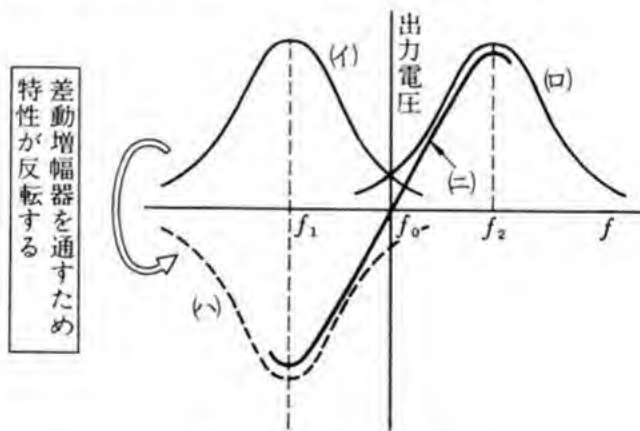
スローブ検波は簡単であるが、共振曲線の傾斜部が直線でないので、周波数の偏移を振幅の変化に変換する場合、直線的に行われず、

ひずみが多くなる欠点がある。

(2) ピークディファレンシャル検波回路



(a) ピークディファレンシャルFM検波回路例



(b) 同調回路の特性

図 4-33 IC を使った FM 検波回路例

図 4-33 (a) は、IC を使ったピークディファレンシャル FM 検波回路例である。

- 5 同調回路の  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  による共振特性は、図 (b) のように  $Q_2$  のベースに対しては、 $f_1$  の共振周波数をもつ (i) のような特性となり、 $Q_1$  のベースに対しては、 $f_2$  の共振周波数をもつ (ii) のような特性となる。この同調回路にはいつてきた中心周波数  $f_0$  の FM 波は、こ

の同調回路の特性 (i) または (ii) により、周波数の高低に応じて  $Q_2$  または  $Q_1$  で増幅される。次に、 $Q_3, Q_4$  のベース・エミッタ間ダイオードと  $C_3, C_4$  で振幅検波され、 $Q_5, Q_6$  で差動増幅される。差動増幅器により、(i) の特性は出力が反転して (ii) の特性のようになり、検波回路の出力は (i) と (ii) の合成された (iii) のような S 字形の特性となる。(iii) の特性は、スロープ検波の特性を逆向きに合成したものと考えられ、スロープ検波より特性の直線部分が広いため、ひずみの少ない検波出力が得られる特徴がある。

### (3) レシオ検波回路

図 4-34 は、レシオ検波回路の例である。

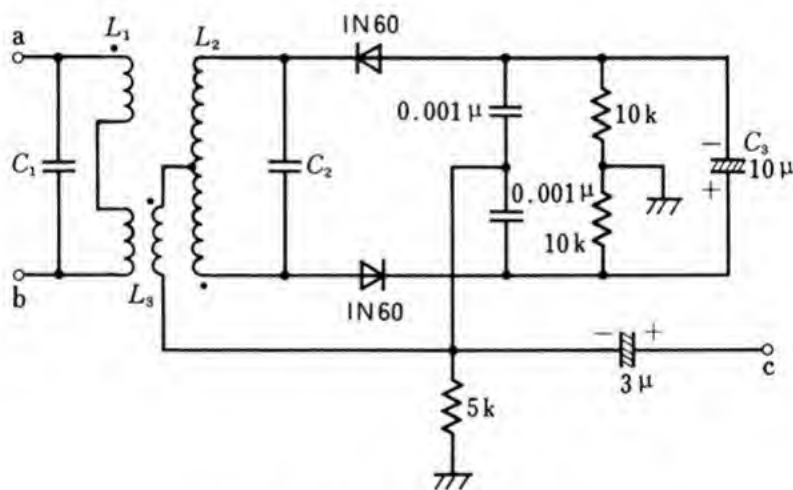


図 4-34 レシオ検波回路例

コイル  $L_1$  に、周波数変調された被変調波を加え、c 端子から電圧の振幅変化に変換された検波出力が取り出される。

この回路の特性は、図 4-35 のように S 字形になり、ピークディファレンシャル検波回路と同様に、特性の直線部分がスロープ検波に比べて広く、ひずみの少ない検波出力が得られる。

この回路では、図 4-34 の  $C_3$  のはたらきによって、振幅性の雑

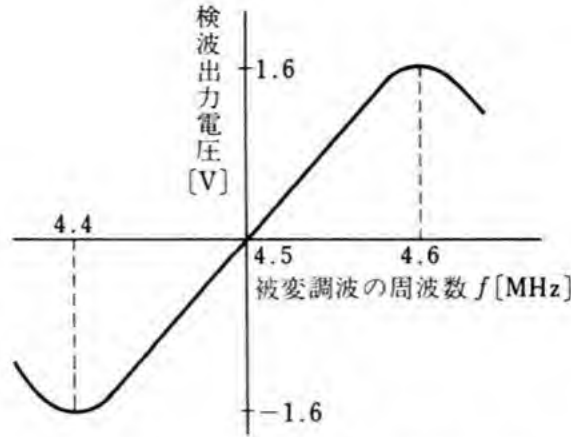


図 4-35 テレビジョン音声回路用レシオ検波の S 字特性

音が吸収されるので、ふつう、検波回路の前段にもうける振幅制限回路を省略することができる。

#### 4. SSB 波の復調

SSB 波は振幅被変調波の一種であるが、搬送波が取り除かれているため、被変調波の包絡線は信号波の波形と相似していない。

そのため、SSB 波をそのまま振幅検波しても、もとの信号波を得ることができない。

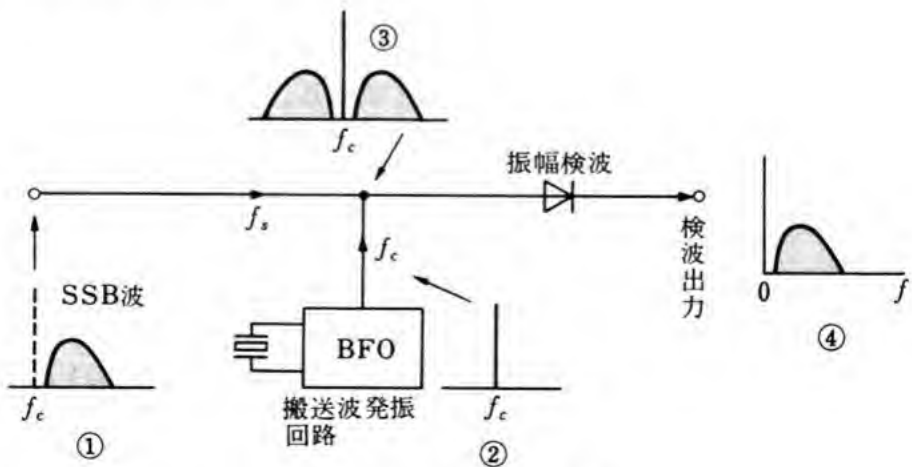


図 4-36 SSB 波の復調

そこで、図4-36のように、取り除かれている搬送波を、発振回路でつくり出し、SSB波に加える。搬送波②とSSB波①の合成波は、③のように振幅被変調波と同じになるので、これを振幅検波すれば、検波出力④が得られる。

このとき、搬送波の周波数は変調のとき取り除いた周波数とまったく同じでないと、検波された信号波にひずみを起こすので注意が必要である。

### SSB波復調回路の実際例

図4-37はSSB波復調回路の例である。

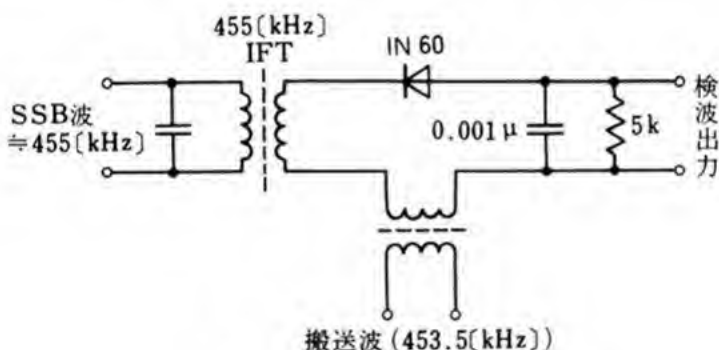


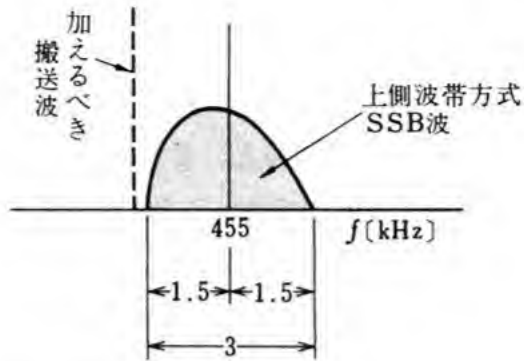
図4-37 SSB波復調回路例

搬送波の振幅はSSB波の振幅の約10倍ぐらいとし、周波数は変調のときに除去された搬送波の周波数である。この搬送波の周波数が変動すると、検波出力にひずみを発生するので、とくに安定な周波数が必要となる。

#### <例題5>

上側波帯方式のSSB波の周波数帯域が $455 \pm 1.5$  [kHz] のとき、復調回路で加えるべき搬送波の周波数を求めよ。

**解** 復調するSSB波の周波数スペクトルは図のようになる。



したがって、搬送波の周波数は、

$$455 - 1.5 = 453.5 \text{ [kHz]}$$

となる。



## 問 題

1. 振幅変調において、信号波が  $100\sim 8000$  [Hz] の周波数帯域をもつとき、 $1$  [MHz] の搬送波を変調すると、どのような周波数スペクトルになるか描け。また、占有周波数帯幅はいくらになるか。
2. 振幅変調において、被変調波の電力が  $500$  [W] であった。変調率  $40$  [%] および  $60$  [%] のとき、搬送波・上側波・下側波の電力を求めよ。 5
3. 振幅  $1$  [V] の搬送波を変調率  $40$  [%] で変調した場合、次の問に答えよ。
  - (1) 被変調波の最大振幅・最小振幅
  - (2) 側波帯の電力は全体の何 [%] となるか。 10
4. 周波数変調において、最大周波数偏移  $\Delta f=50$  [kHz]、信号波の最高周波数  $f_s=15$  [kHz] である。占有周波数帯幅はいくらになるか。
5. 二乗検波と直線検波の特徴を比べよ。
6. SSB 変調方式の特徴をあげよ。
7. 振幅変調において、ベース変調回路とコレクタ変調回路の特徴をあげよ。 15

## 問題解答

## 第1章

- 問 4. 99  
問題 9. 157

## 第2章

- 問 1. 6 [V]    問 4. 2倍    問 6.  
 $V_B=1.67$  [V],  $V_E=1.07$  [V],  $V_C=$   
 $4.18$  [V],  $I_E=1.07$  [mA]    問 7.  
 $G_{v1}=30.4$  [dB],  $G_{v2}=33.1$  [dB],  
 $G_v=63.4$  [dB]    問 8. 2450  
問 10. 0.52 [%]    問 11. 4倍  
問 12. 無信号時に大きくなる。  
問 13. 7.6 [kHz]    問 14. 29  
問 15. 3 [pF]    問 17.  $R_B/R_C=$   
2.1    問 18.  $A_v=5$ , 位相反転  
問 19. 300 [mV]

- 問題 2. (1)  $V_{CE}=5$  [V],  $I_C=2.5$  [mA]  
 $I_B=18$  [ $\mu$ A] (2) 140 (3)  $A_t=160$ ,  
 $A_v=160$ ,  $A_p=25600$  (4) 1.6 [V]  
3.  $R_A=13$  [k $\Omega$ ],  $R_B=45$  [k $\Omega$ ],  $R_E=$   
1 [k $\Omega$ ]  
4.  $V_B=1.6$  [V],  $V_E=1.0$  [V],  
 $V_C=7.0$  [V]  
5. (1) 直流負荷 5 [k $\Omega$ ], 交流負荷 800  
[ $\Omega$ ] (3) 32 (4) 320 [ $\mu$ F] (5) 0.8

6. (1) 90 : 1    (2) 9.5  
(3) 16.7 [mA]  
7. (1) 7.2 : 1    (2) 1 [W]    (3)  
6.4 [W]  
8. 4.9 [W]  
9. (1) 610 [ $\mu$ H] (2) 70  
(3) 6.5 [kHz] (4) 122 [k $\Omega$ ]  
10.  $-(10v_1+v_2)$

## 第3章

- 問題 1. (1) 126.8 [pF]    (2) 31.7~  
126.8 [pF]  
2. 0.496 [%] 低くなる。  
3. 650.2 [pF]  
4. 1.59 [kHz]  
5. 396 [pF]

## 第4章

- 問題 2. 40 [%]の場合  $P_c \doteq 463.0$  [W]  
 $P_U=P_L=18.52$  [W]  
60 [%]の場合  $P_c \doteq 423.7$  [W]  
 $P_U=P_L=38.13$  [W]  
3. (1) 最大振幅 1.4 [V]  
最小振幅 0.6 [V]  
(2) 7.4 [%]  
4. 130 [kHz]

あ

アクセプタ……………14  
 圧電現象……………196  
 安定指数……………81  
 安定抵抗……………86

い

1 電源方式……………82  
 イマジナルショー  
   ト……………160  
 イレブンナインの  
   純度……………13  
 陰極……………50  
 インピーダンス整合  
   をとる……………103

え

A 級増幅回路……………79  
 エサキダイオード  
   ……………27  
 SSB 波……………224  
 n 形チャネル FET ……38  
 n 形半導体……………14  
 npn 形トランジスタ…29  
 エピタキシャル成長…44  
 エピタキシャル技術…44  
 エミッタ……………29  
 エミッタ接地……………32  
   — シャ断周波数  
   ……………132  
   — のコレクタ  
   シャ断電流……………35  
   — 直流電流増  
   幅率……………33

エミッタホロワ……………79

お

OTL 回路……………128  
 オーバートーン  
   発振回路……………203  
 オームコンタクト…23  
 オーム接触……………23

か

拡散……………16  
   — 電流……………16  
 下側波……………211  
 カットオフ電圧 ……145  
 価電子……………10  
 過変調……………213  
 可変容量ダイオード…25  
 緩衝回路……………188

き

帰還……………106  
 帰還形直結増幅  
   回路……………101  
 帰還率……………106  
 帰還量……………107  
 逆相増幅回路……………162  
 逆ピエゾ効果……………196  
 逆方向電圧……………19  
 逆方向電流……………19  
 キャリヤ……………12  
   — の再結合……………16  
   — の発生……………12  
 狭帯域増幅回路……………130  
 許容電力損失……………24

く

空乏層……………17  
 クロスオーバ  
   ひずみ……………123

け

結合コンデンサ……………83  
 ゲート……………37  
 原子価……………10  
 検波……………229

こ

高域……………95  
   — シャ断周波数…95  
 格子電圧……………51  
 広帯域増幅回路……………130  
 降伏現象……………24  
 降伏電圧……………24  
 降伏特性……………26  
 固定バイアス回路…84  
 コレクタ……………29  
   — 損失……………116  
   — 電力損失……………36  
 コンデンサ  
   マイクロホン回路 150

さ

最大周波数偏移……………219  
 サイリスタ……………41  
 サージ電流……………24  
 差動増幅回路……………157

し

C 級増幅回路……………79

- 自己バイアス回路……85  
 二乗検波 ……230, 232  
 自由電子……11  
 集積度……47  
 周波数スペクトル ……211  
 周波数被変調波 ……218  
 周波数偏移 ……219  
 出力アドミタンス……73  
 出力インピーダンス……75  
 出力変成器 ……123  
 小信号増幅回路……57  
 小信号電流増幅率……59  
 少数キャリア……14  
 上側波 ……211  
 順方向電圧……18  
 順方向電流……18  
 信号波 ……208  
 真性半導体……13  
 振幅変調回路 ……215
- す**
- スタガ同調増幅回路 ……140  
 スロープ検波回路 ……235
- せ**
- 正孔……12  
 正帰還 ……106  
 正相増幅回路 ……162  
 静特性……33  
 整流特性……21  
 絶縁体 ……8  
 接合面……16  
 接合容量……25  
 前置増幅器 ……163
- せん頭逆電圧……24  
 占有周波数帯幅 ……212
- そ**
- 相互コンダクタン  
 ス ……148  
 ソース……37  
 増幅器……56  
 相補形接続 ……128
- た**
- 帯域幅……95, 135  
 大信号増幅回路……57  
 多数キャリア……14  
 多段増幅回路……71
- ち**
- チップ……46  
 チャネル……38  
 中域……95  
 中間周波変成器 ……139  
 中心周波数 ……219  
 注入キャリア……17  
 中和 ……138  
 ——コンデンサ ……138  
 直線検波 ……230, 234  
 直流定電流回路 ……156
- つ**
- ツェナーダイオード……26  
 ツェナー電圧……24
- て**
- 低域……95  
 ——シャ断周波数……95
- DSB 波……224  
 定電圧ダイオード……25  
 デシベル……69  
 電圧帰還回路 ……111  
 電圧帰還バイアス  
 回路……85  
 電圧帰還率……73  
 電圧増幅度……68  
 電位障壁……17  
 点接触ダイオード……22  
 伝達特性 ……144  
 電流帰還回路 ……109  
 電流帰還バイアス  
 回路……86  
 電流増幅作用 ……33, 58  
 電流増幅度……68  
 電流増幅率……58  
 電力増幅度……68
- と**
- 等価回路……72  
 等化回路 ……151  
 動作点……66  
 動作量 ……120  
 導体 ……8  
 同調回路……131  
 同調周波数……131  
 動特性……66  
 ドナー……14  
 トランジション  
 周波数 ……132  
 ドリフト……15  
 ドリフト電流……15  
 ドレイン……37  
 ドレイン電流……38

トンネルダイオード…27

## に

2段CR結合増幅回路…98

2段直結増幅回路…150

2電源方式…82

入力インピーダンス…72

入力変成器…122

## ね

熱電子放出…49

熱暴走…80

## は

バイアス…65

バイアス電圧…65

—をかける…29

バイアス電流…65

バイパスコンデンサ…87

ハイブリッドIC…46

ハウリング現象…173

発光ダイオード…26

バラクタ…25

バリキャップ…25

パルス変調…210

搬送波…208

反転増幅回路…162

## ひ

ピアスBE発振回路…198,199

ピアスCB発振回路…198,202

ピエゾ効果…196

pn接合ダイオード…21

pnp形トランジスタ…29

P形半導体…14

P形チャネルFET…38

B級増幅回路…79

ピークディファレン

シャル検波回路…237

ヒータ…50

非反転増幅回路…162

被変調波…208

ピンチオフ電圧…38,145

## ふ

 $V_P-I_P$ 特性曲線…52

負荷Q…137

負荷線…66

負荷抵抗…63

負帰還…106

復調…229

負性抵抗…27

ブリーダ抵抗…86

ブリーダ電流…86

プレーナ構造…46

## へ

ベース…29

ベース接地…32

—高周波増幅

回路…141

—コレクタ

出力容量…132

—のコレクタ

シャ断電流…35

—直流電流増

幅率…32

ベル…69

変調…208

変調指数…219

変調度…212

変調率…212

## ほ

包絡線…211

ホトトランジスタ…41

## む

無調整回路…203

無負荷Q…136

## も

MOS形…39

モノリシックIC…46

## よ

陽極…50

陽極電流…51

## り

利得…69

リング変調回路…226

## る

ループゲイン…107

## れ

レーザダイオード…26

レシオ検波回路…238

レベルシフト…102,156

—回路…155

連続順電流…24

## ■編修

藤井 信生 藤井 眞

石坂陽之助 福田 務

井上 正也

岩本 洋

内山 明治

北川 宗行

庄司 一喜

●表紙・扉AD  
多川精一 + 中野達彦  
(東京エディトリアルセンター)

●表紙  
飯田敏行

---

# 電子技術 I A

7	実教	工業 068
---	----	--------

昭和57年3月31日 文部省検定済  
昭和58年2月25日 初版発行  
平成3年1月20日 印刷  
平成3年1月25日 発行

●平成3年12月末まで仮事務所で  
営業しております。 お問い合わせ  
は下記にお願いいたします。

〒160 東京都新宿区新宿6-12-5  
新宿松壽ビル  
TEL.03-3350-7581

◎著作者——●  
末松 安晴  
ほか9名(別記)

発行者——●  
実教出版株式会社  
代表者 奥脇 誠治  
東京都千代田区五番町5

印刷者——●  
中央印刷株式会社  
代表者 日岐 弘登  
東京都新宿区新小川町4-24

---

発行所——●  
実教出版株式会社  
〒102 東京都千代田区五番町5  
電話 03-3238-7700(代表)  
振替 東京 4-183260

---

定 価——●  
文部大臣が認可し官報で告示した定価  
〔消費税に相当する金額を含む〕(上記の  
定価は、各教科書取次供給所に表示します)

---

発行者の許諾なくして本教科書に関する自習書・解説書・練習書もしくはこれに類するものの発行を禁ずる。







## トランジスタ

形名	用途	最大定格					しゃ断電流	
		$V_{CB}$ [V]	$V_{EB}$ [V]	$I_C$ [mA]	$P_C$ [mW]	$T_j$ [°C]	$I_{CBO}$ [μA]	$V_{CB}$ [V]
2 SC 321	SW	40	5	200	360	175	1	20
372	AF, RF	60	5	500	400	125	0.1	60
458	RF	30	5	100	200	125	0.5	18
460	RF	30	5	100	200	125	0.5	18
482	RF, PA	40	5	600	600	175	1	30
486	AF, PA	70	5	1.5[A]	800	170	10	30
490	AF, PA	60	5	3[A]	16[W]	150	3[mA]	50
494	AF, PA	50	5	5[A]	50[W]	150	10[mA]	50
504	AF	80	5	600	800	175	10.5	60
538	AF	25	5	50	300	175	1	10
732	AF, LN	35	5	100	300	125	0.1	60
733	AF	35	5	100	300	125	0.1	18
735	AF, RF	35	5	400	300	125	0.1	18
828	AF, RF	30	5	50	250	125	1	10
829	RF	30	5	30	150	125	1	10
945	AF, RF	60	5	100	250	125	0.1	60
1000	AF, LN	60		150	400	125	0.1	60
1047	RF	30	3	15	150	125	10	30
1122	RF, PA	35	4	4.5[A]	30[W]	175	100	15
1173	AF, PA	30	5	3[A]	10[W]	150	1	20

用途 AF：低周波増幅 RF：高周波増幅 LN：低雑音増幅

# の規格表

(25[°C])

直流電流増幅率			$h$ パラメータ				バイアス		高周波特性	
$h_{FE}$	$V_{CE}$ [V]	$I_C$ [mA]	$h_{fe}$	$h_{ie}$ [k $\Omega$ ]	$h_{re}$ $\times 10^{-4}$	$h_{or}$ [ $\mu$ S]	$V_{CB}$ [V]	$I_E$ [mA]	$f_T$ [MHz]	$C_{ob}$ [pF]
40	1	10					10	20	450	4
70~140	1	10	140	4	0.5	3	12	1	200	2
140	12	2	130	16.5	0.7	11	5	0.1	230	3.5
35~200	12	2	85				12	2	230	1.8
30~300	2	150	70				10	10	50	15
30~300	2	200	80				10	200	20	50
			80				5	0.5[A]	10	130
			60				5	1[A]	20	80
30~300	2	150	40				10	10	80	13
250	5	2	250	3.5	2.5	35	5	2	150	4.5
200~700	6	2	500				6	1	150	2
70~700	6	2	200				6	1	80	7
70~700	1	100	100				5	50	300	7
65~700	5	2	220	3.6	0.4	20	5	2	220	2.2
40~500	10	1	130				10	1	230	1.3
200	6	1		4.5	4.5	17	6	10	250	3
200~700	6	2	280	7.5	0.62	6.4	6	1	80	6
120	6	1					6	1	650	1.15
40	5	1.5[A]					10	100	400	20
70~240	2	500					2	500	100	35

PA：電力増幅

SW：スイッチング



実教出版株式会社